elektor

N.º 19

diciembre 1981

200 ptas.

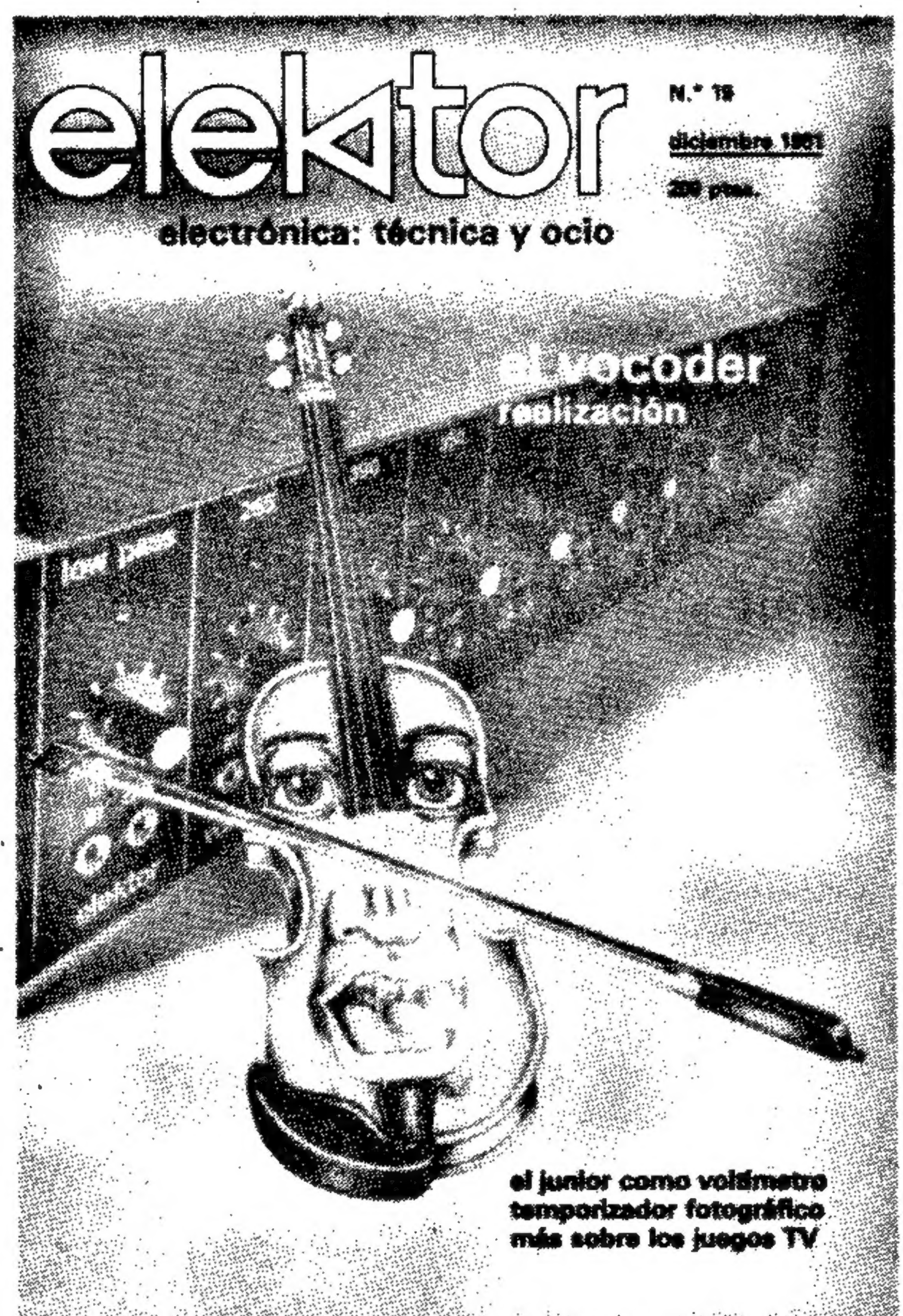
electrónica: técnica y ocio



el vocoder
realización

el junior como voltímetro
temporizador fotográfico
más sobre los juegos TV

sumario



elektor
N.° 19
diciembre 1981
200 ptas.
electrónica: técnica y ocio
el vocoder
realización
low pass
el junior como voltímetro
temporizador fotográfico
más sobre los juegos TV



elektor 19

año 2, núm. 19 diciembre 1981

Redacción, Administración y Suscripciones: Villanueva, 19, 1.° Teléf. 276 08 23. Madrid-1
Edita: Ingelek, S.A.
Presidente: Ernesto Medina Muñoz
Director: Antonio M. Ferrer Abelló
Redactor jefe de la edición internacional: Paul Holmes
Cuerpo de redacción: Redactores técnicos: J. Barendrecht, G. H. K. Dam, E. Krempelsauer, A. Nachtmann, G. Nachbar, K. S. M. Walraven
Colaboradores: J. Ignacio Alegría, Francisco Lara
Publicidad: Jefe de publicidad, Jorge Oviedo
Villanueva, 19. Teléf. 435 94 15. Madrid-1
Fernando Yunta.
Recoletos, 1. Teléf. 276 12 07. Madrid-1
José Suárez
Villarroel, 191. Teléf. 239 18 58. Barcelona-36
Impresión: Gráficas ELICA. Boyer, 5. Madrid-32
Director administrativo: Alberto Leonard
Contabilidad: María Antonia Buitrago
Suscripciones: Inmaculada de la Torre

Lista de precios:
Número sencillo 200 ptas. Número doble 400 ptas.
Números atrasados Precio de portada
Colección 1980 (6 números) 1.120 ptas.
Suscripción por un año, España, Portugal, Gibraltar y Andorra
correo de superficie 2.000 ptas.
Suscripción por un año, extranjero
correo de superficie 2.800 ptas.
correo aéreo 3.500 ptas.
La revista Elektor tiene carácter mensual, publicándose cada año 10 números sencillos y uno doble correspondiente a julio/agosto.

Depósito legal: GU. 3-1980
ISSN 0211-397X

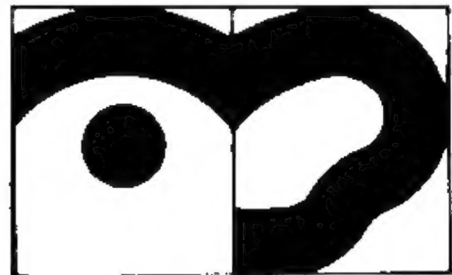
CORRESPONDENCIA
Para facilitar la labor de administración deberá mencionarse en la esquina superior izquierda del sobre la sigla que corresponda:

CT	Consulta técnica	S	Suscripciones
DR	Director	RA	Revistas atrasadas
CD	Cambio de dirección	ESS	Servicio de Software
EPS	Circuitos impresos	P	Publicidad
SC	Servicio comercial	SLE	Servicio Libros de Elektor

Todas las cartas dirigidas a consulta técnica deberán incluir un sobre de respuesta, franqueado y con el nombre y dirección del consultante. En caso contrario no se atenderá la consulta.

CONTROL DIFUSION




asociación española de prensa técnica



Federación Internacional de la Prensa Periódica

claves

¿Qué es un TUN?
¿Qué es un 10 n?
¿Qué es el EPS?
¿Qué es el servicio CT?
¿Qué es el duende de Elektor?

Tipos de semiconductores
A menudo, existen un gran número de transistores y diodos con denominaciones diferentes, pero con características similares. Debido a ello, Elektor utiliza, para designarlos, una denominación abreviada.

• Cuando se indica **741** se entiende que se hace referencia a: µ A 741, LM 741, MC 641, MIC 741, RM 741, SN 7241, etcétera.

• TUP o TUN (Transistor universal de tipo PNP o NPN, respectivamente) representa a todo transistor de silicio, de baja frecuencia, con las siguientes características:

U_{CEO}, máx.	20 V
I_C, máx.	100 mA
h_{FE}, mín.	100
P_{tot}, máx.	100 mW
f_T, mín.	100 mHz

Algunos de los tipos TUN son: las familias BC107, BC108 y BC109; 2N3856A; 2N3859; 2N3860; 2N3904; 2N3947; 2N4124.
Algunos de los tipos TUP son: las familias BC177 y BC178 y el BC179; 2N2412; 2N3251; 2N3906; 2N4126; 2N4291.

• DUS y DUG (Diodo Universal de Silicio o de Germanio, respectivamente), representa a todo diodo de las siguientes características.

	DUS	DUG
U_R máx.	25 V	20 V
I_F máx.	100 mA	35 mA
I_R máx.	1 A	100 A
P_{tot} máx.	250 mW	250 mW
C_D máx.	5 pF	10 pF

Pertenecen al tipo DUS los siguientes: BA127, BA217, BA128, BA221, BA222, BA317, BA318, BAX13, BAY61, IN914, IN4148.
Y pertenecen al tipo DUG: OA85, OA91, OA95, AA116.

• Los tipos BC107B, BC237B, BC547B corresponde a versiones de mayor calidad dentro de una misma «familia». En general, pueden ser sustituidos por cualquier otro miembro de la misma familia.

Familias BC107 (−8, −9)
BC107 (-8, -9), BC147 (-8, -9),
BC207 (-8, -9), BC237 (-8, -9),
BC317 (-8, -9), BC347 (-8, -9),
BC547 (-8, -9), BC171 (-2, -3),
BC182 (-3, -4), BC282 (-3, -4),
BC437 (-8, -9), BC414

Familias BC177 (−8, −9)
BC177 (-8, -9), BC157 (-8, -9),
BC204 (-5, -6), BC307 (-8, -9),
BC320 (-1, -2), BC350 (-1, -2),
BC557 (-8, -9), BC251 (-2, -3),
BC212 (-3, -4), BC512 (-3, -4),
BC261 (-2, -3), BC416

Valores de resistencias y condensadores
En los valores de las resistencias y de los condensadores se omiten los ceros, siempre que ello es posible. La coma se sustituye por una de las siguientes abreviaturas:

p (pico)	$= 10^{-12}$
n (nano-)	$= 10^{-9}$
µ (micro-)	$= 10^{-6}$
m (mili-)	$= 10^{-3}$
k (kilo-)	$= 10^{3}$
M (mega-)	$= 10^{6}$
G (giga-)	$= 10^{9}$

Ejemplos:
— Valores de resistencia:
2k7 = 2700
470 = 470

Salvo indicación en contra, las resistencias empleadas en los esquemas son de carbón 1/4 W y 5% de tolerancia máxima.
— Valores de capacidades:
4p7 = 4,7 pF = 0,0000000000047F
10 = 0,01 µ F = 10^{-8}F

El valor de la tensión de los condensadores no electrolíticos se supone, por lo menos, de 60V; como norma de seguridad conviene que ese valor sea siempre igual o superior al doble de la tensión de alimentación.

Puntos de medida
Salvo indicación en contra, las tensiones indicadas deben medirse con un voltímetro de, al menos, 20 K Ω /V de resistencia interna.

Tensiones de corriente alterna
Siempre se considera para los diseños, tensión senoidal de 220 V/50 Hz.

"U" en vez de "V"
Se emplea el símbolo internacional "U" para indicar tensión, en lugar del símbolo ambiguo "V", que se reserva para indicar voltios.
Ejemplo: se emplea U_b = 10 V, en vez de V_b = 10 V.

Servicios ELEKTOR para los lectores
Circuitos impresos:
La mayoría de las realizaciones Elektor van acompañadas de un modelo de circuito impreso . Muchos de ellos se pueden suministrar taladrados y preparados para el montaje.
Cada mes Elektor publica la lista de los circuitos impresos disponibles, bajo la denominación EPS (Elektor Print Service).

Consultas técnicas:
Cualquier lector puede consultar a la revista cuestiones relacionadas con los circuitos publicados. Las cartas que contengan consultas técnicas deben llevar en el sobre las siglas CT e incluir un sobre para la respuesta, franqueado y con la dirección del consultante.

IMPORTANTE: No se atenderán aquellas consultas que impliquen una modificación importante o un nuevo diseño.

El duende de Elektor:
Toda modificación importante, corrección, mejora, etc., de las realizaciones de Elektor se incluirá en este apartado.

Cambio de dirección:
Debe advertirse con 6 semanas de antelación.

Tarifa publicitaria (nacional o internacional)
Puede obtenerse mediante petición a la dirección de la revista.

índice general 1981

Alarma

Audio

Automóvil

Divulgación

Fotografía

Fuentes de alimentación

Generadores

Hogar

Instrumentación

Juegos

Microprocesadores

Música

Radiofrecuencia

Varios

lectura de códigos de barras

Cómo pasar de barras a bytes

Es relativamente fácil imprimir un programa de ordenador completo bajo la forma de los ya populares códigos de barras. Este moderno sistema de codificaciones de datos, ha alcanzado ya el nivel del gran público, pues existe un buen número de programas codificados en esta forma, para la calculadora programable HP-41C, así como multitud de otras aplicaciones (etiquetas, etc.).
Los requisitos esenciales que reune este sistema de lectura de datos y que le permitirán tener una amplia promoción comercial son evidentes: permitir una lectura rápida y fiable de los datos o programas en cuestión, y sobre todo un precio de venta al alcance del usuario medio.

Una barra por bit; ocho bits por octeto; dieciséis octetos por línea; 64 líneas por kilo-octeto..., esto supone varios miles de «rayas», distribuidas a lo largo de varias páginas de información que será preciso traducir sin ningún error en «0» y «1» lógicos, ¡un verdadero rompecabezas!

El lápiz lector

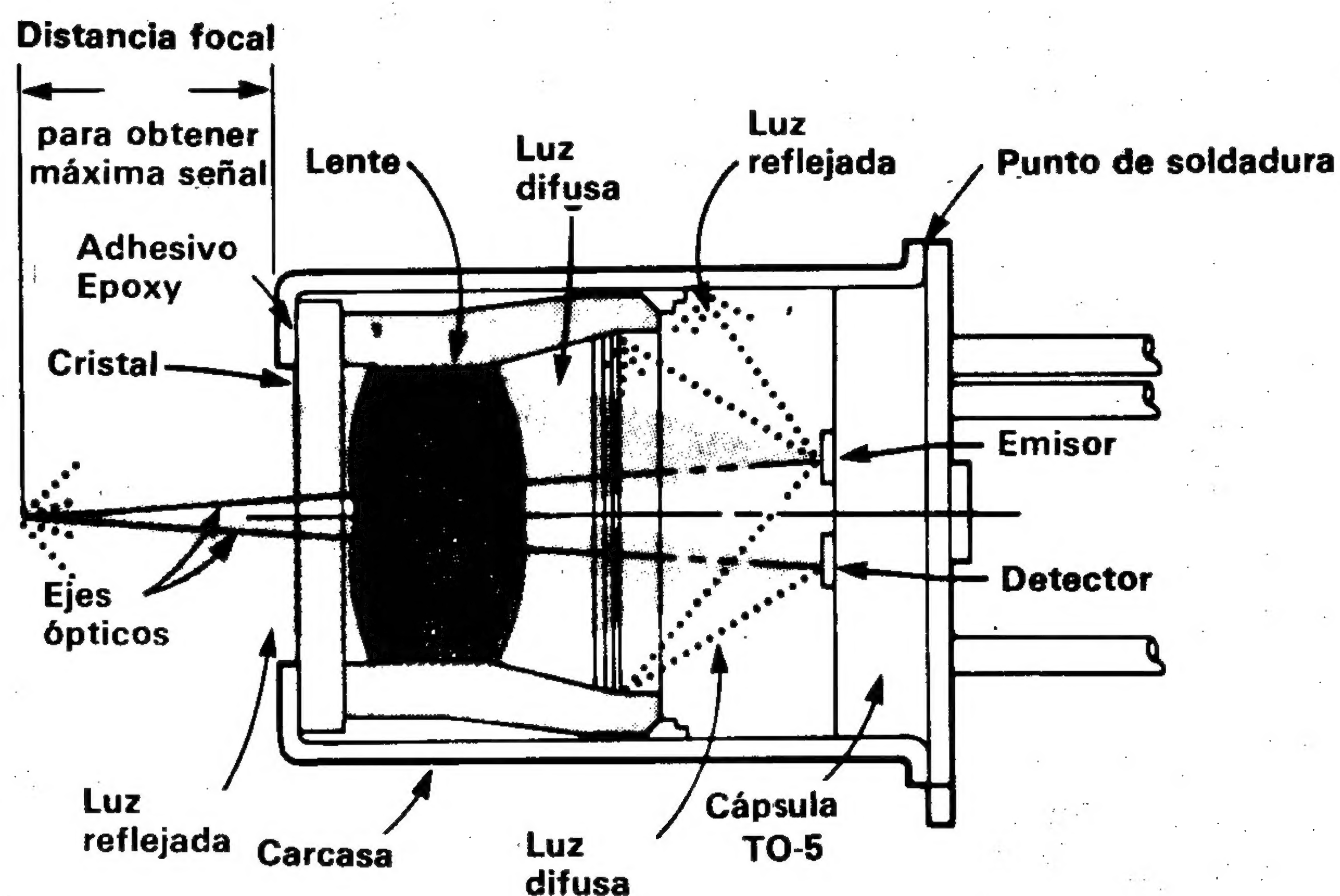
El principio sobre el que se basa este sistema de lectura es realmente simple. Las barras negras reflejan menos la luz que los espacios blancos que las separan, con lo cual al deslizar un foto-transistor sobre una superficie impresa con un código de barras, éste debería suministrar en su salida una señal cuadrada. Sin embargo, esto no es así. Si se admite que la luz ambiental puede variar dentro de un amplio margen, resulta imprescindible acoplar algún dispositivo de iluminación que independice el sistema de la luz exterior. En este caso, será preciso asegurarse de que la lámpara (pues, ¿qué mejor sistema de iluminación que una simple bombilla?) sólo ilumine las barras impresas sobre el papel, y no el foto-transistor colocado a su lado. Este problema tiene fácil solución: para ello bastará con intercalar una lámina opaca entre el foto-transistor y la lámpara de iluminación. Parece simple, verdad; pues bien, este sistema posee todas las cualidades excepto la simplicidad. ¿Lo duda?, siga leyendo...



Foto A. Lápiz de lectura HEDS-3.000. Dicho dispositivo contiene en su interior todos los componentes necesarios para transformar las informaciones contenidas en un código de barras en una señal digital adecuada para tratamiento de datos.

Las técnicas de impresión permiten obtener líneas (de ahora en adelante las llamaremos «barras») relativamente finas, llegando incluso a 0,25 mm. de grosor.
Para que el lápiz lector pueda diferenciar una barra de 0,25 mm. («Ø») de otra barra con doble anchura («1»), se necesitaría una precisión de lectura de 0,1 mm.
Sin embargo, y como se dijo en un principio, ya existen a nivel comercial dispositivos de lectura de barras. Un buen ejemplo de ello lo constituye el HEDS-1.000 de Hewletl-Packard. La figura 1 nos muestra la disposición física de los componentes que forman este dispositivo. La fuente de luz está constituida por un pequeño diodo LED; el elemento detector de luz es un foto-diodo acoplado a un transistor dentro del mismo chip. La figura 2 nos muestra un diagrama sinóptico del funcionamiento del captador; si bien en la práctica esta disposición es totalmente imposible de realizar, esto nos da una completa imagen del modo de funcionamiento del captador.
Obviamente, la señal captada por el elemento fotosensible es incapaz de atacar directamente una puerta TTL (basta con mirar el valor de las resistencias). Por otra parte, aunque se ha incluido un transistor en la misma cápsula, la señal entregada por éste es aún demasiado baja, por lo tanto será necesario disponder de una etapa amplificadora. Además, la señal obtenida no se caracteriza precisamente por su claridad y definición. Esto último se debe a varias causas; en primer lugar, las barras impresas sobre el papel no siempre están perfectamente definidas, en otras palabras el negro no es siempre todo lo «negro» que debiera ser, y el blanco depende de el tipo de papel empleado. Sin embargo, aunque pudiéramos conseguir un trabajo gráfico ideal (barras negras y espacios totalmente blancos), la señal de salida experimentaría regularmente fluctuaciones debido a que el haz luminoso no es puntual (es decir, infinitamente pequeño). En el caso más favorable el resultado obtenido se parecerá a la ilustración que se muestra en la figura 3a; no obstante, el sistema de lectura debe poder trabajar sin ningún problema con señales como la mostrada en la figura 3b.
En la actualidad existen diferentes técnicas para poder determinar con precisión la transición de luz/oscuridad que citábamos anteriormente. La señal puede ser identificada, detectando el paso de un nivel alto a un nivel bajo y viceversa. Sin embargo este sistema introduce un cierto número de

1a



1b

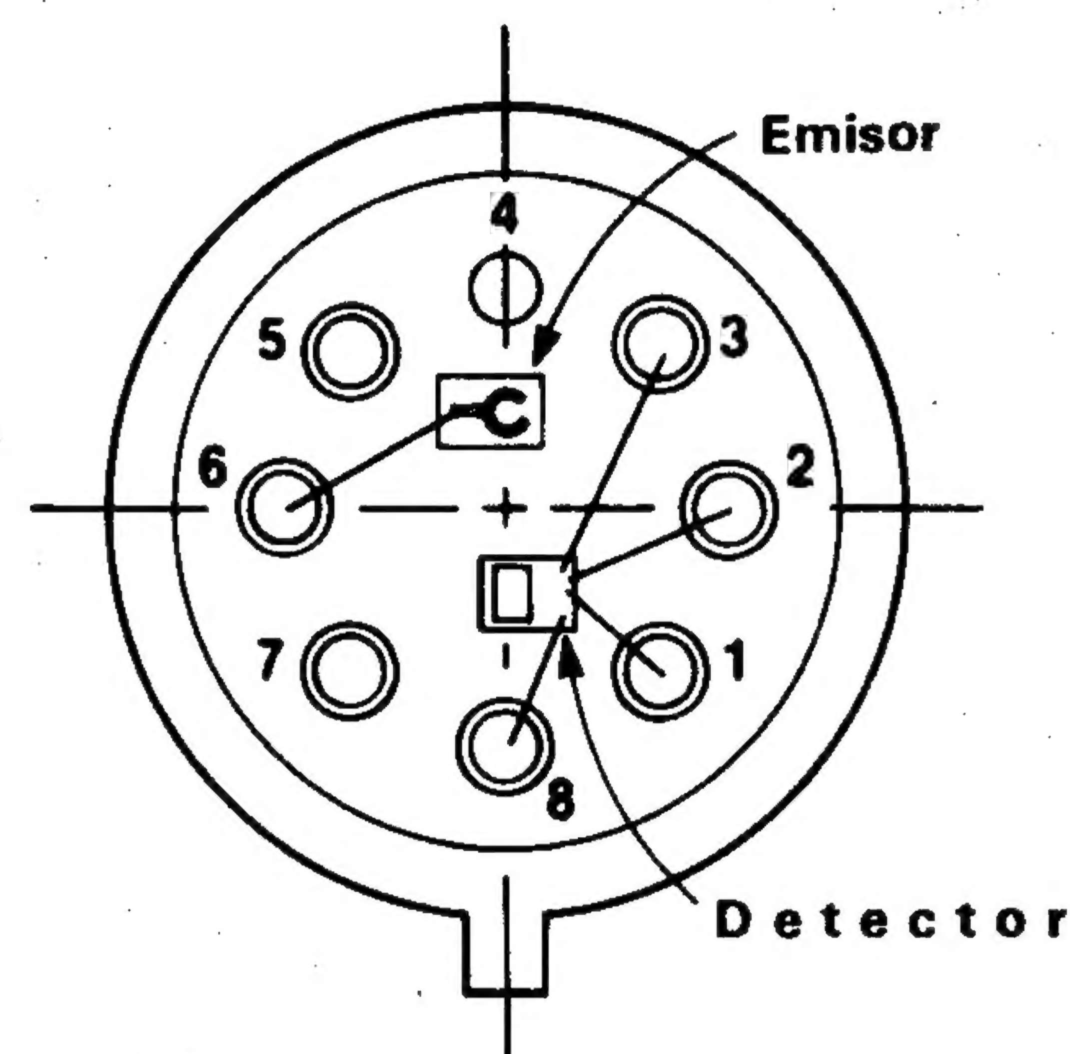


Figura 1. Vista en planta y perfil (seccionado) del HEDS-1.000. Se trata de un detector de alta resolución específicamente diseñado para su utilización en los lápices de lectura.

problemas: es altamente sensible a las interferencias, ya sean debidas a los errores de impresión o a los parásitos de origen eléctrico y, lo que es más, el lápiz lector deberá deslizarse sobre el código impreso con una velocidad uniforme.

Existe otra posibilidad: amplificar la señal hasta que ésta alcance la zona de recorte. Este sistema sólo será viable cuando la señal se mantenga a nivel constante.

No obstante, queda aún un último sistema, que consistiría en detectar las crestas positivas y negativas de la señal, tomando como tensión de «paso por cero», un valor situado a medio camino entre las dos crestas. Este sistema es totalmente aceptable, a condición de que el detector de crestas sea bastante rápido. Tomemos como ejemplo la señal mostrada en la figura 3b: si queremos obtener una decodificación correcta de las informaciones que transporta dicha señal, será preciso que los dos niveles de referencia (señal máxima y mínima) sean determinados para cada valle (cresta negativa) y para cada pico (resta positiva). En muchos sistemas de lectura por código de barras, es esencial obtener una lectura correcta en la primera barra. Dado que inicialmente el detector de nivel bajo (correspondiente al negro), presentará un valor totalmente aleatorio, la obtención de una lectura correcta de la primera transición blanco/negro es pura coincidencia. Obviamente estos inconvenientes son completamente inaceptables en este tipo de sistemas de lecturas de datos.

Puede parecer que nuestra intención no es otra que desanimar al lector a que tome contacto con este fantástico sistema de lectura, pues hasta ahora lo único que hemos

2

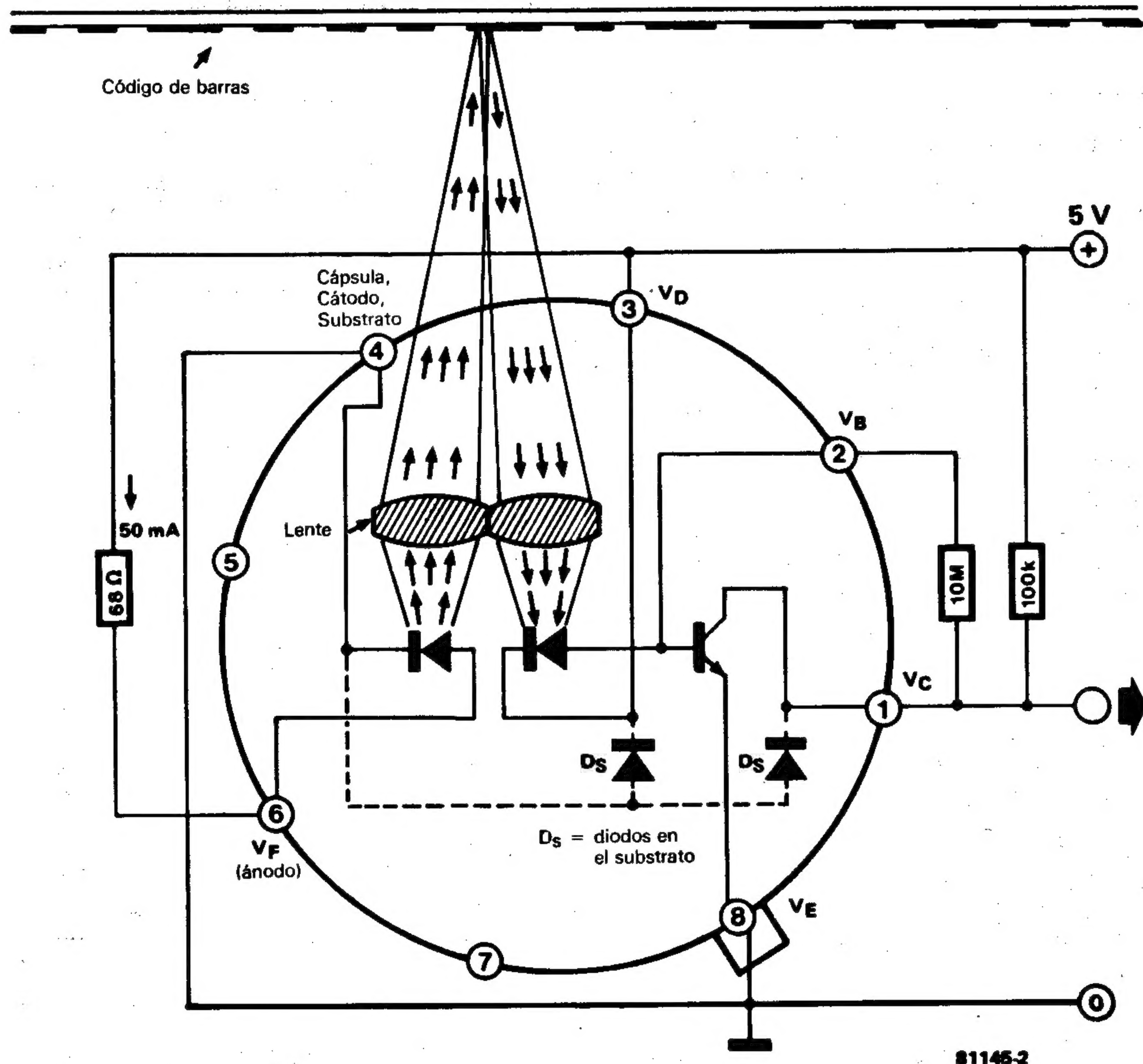
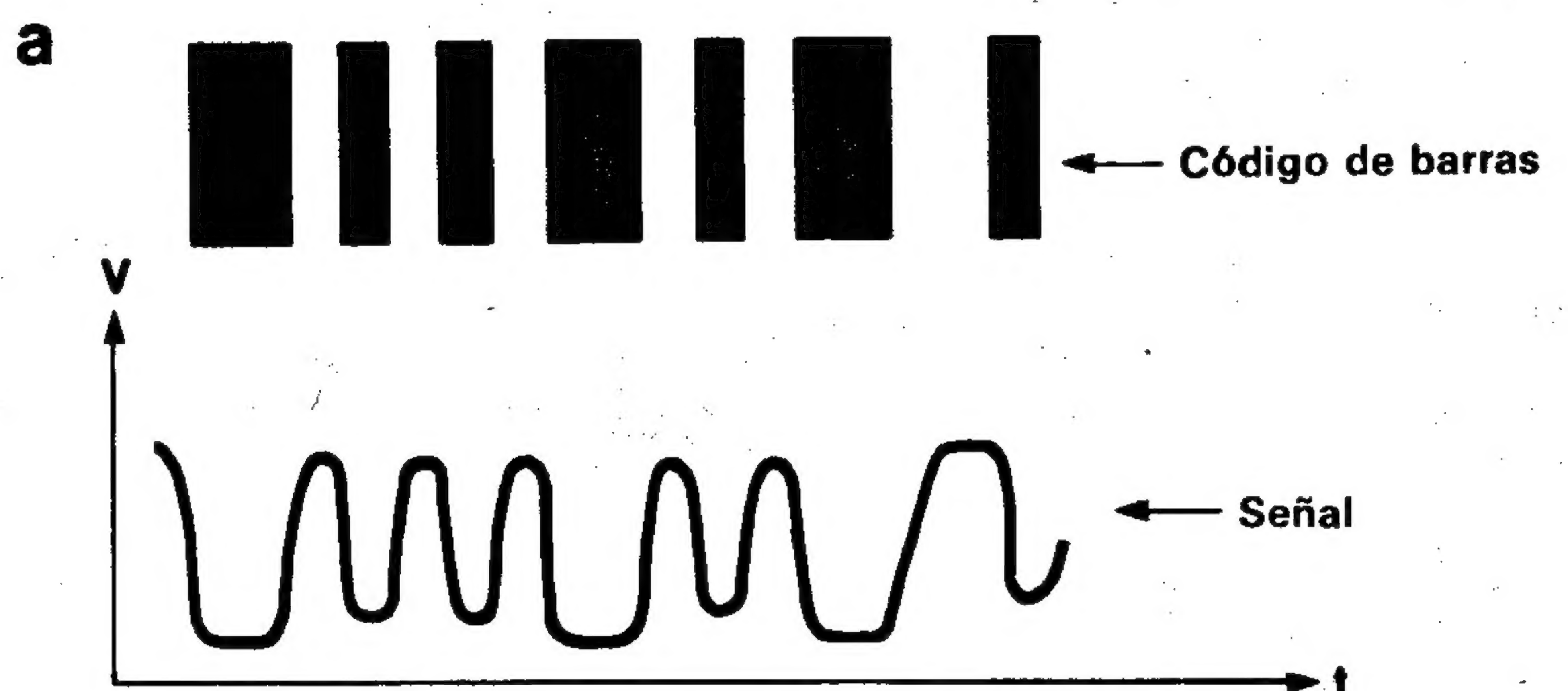


Figura 2. «Radiografía» de un HEDS-1.000. Bastan tres resistencias para construir un lápiz lector simple, pero efectivo.

hecho es citar y describir escuetamente los diferentes sistemas y sus múltiples dificultades, todo lo cual parece indicar la imposibilidad de realizar prácticamente un tal sistema. Sin embargo, esto no es así, pues HP ha comercializado un completo lápiz lector de barras. Nos referimos al HEDS-3.000.
En el interior de esta pequeña maravilla se encuentran varios circuitos; uno de los cuales tiene la misión de conformar la señal con el fin de eliminar los parasitos generados durante el proceso de lectura, en otras palabras, «limpia» la señal.
En este pequeño instrumento se ha intentado conseguir unas características excepcionales: fiabilidad a bajo precio, reducido número de componentes, y facilidad de localización de los mismos. ¿Qué más se puede pedir?
En la figura 4 se muestra el circuito teórico de base. Dicho circuito puede ser dividido en tres bloques: amplificador, conformador de señal y buffer de salida. La misión del amplificador es elevar la corriente entregada por el elemento fotosensible (algunos cientos de nA) hasta el nivel requerido por la siguiente etapa (algunos voltios). Esta señal pasa a continuación a un circuito detector de cresta (D3, D4, C1), cuya simplicidad es una de sus principales características. La tensión presente en bornas de C1 se compara con la señal inicial. La figura 5 nos permitirá comprender este proceso con mayor facilidad.
Al comenzar el proceso de lectura, el lápiz deberá estar situado en una zona blanca, situada a la izquierda de la primera barra. En este caso, la salida de A1 estará a nivel alto, con lo cual la tensión en bornas de C1 será 0,7 V menor (debido a la caída en el diodo) que la tensión en la salida A1. Cuando el lápiz entra en una zona negra, la tensión en la salida de A1 cae. En algún momento de la transición (paso del nivel alto al nivel bajo de la salida de A1), esta tensión toma un valor inferior al voltaje presente en bornas de C1. En esta situación la salida de A2 pasará a nivel alto, T1 entrará en conducción, T2 quedará cortado, y la salida pasará a nivel alto. Si la tensión en la salida de A1 continúa disminuyendo, llegará un momento en el que D4 entrará en conducción. En este preciso momento la tensión en bornas de C1 disminuirá hasta alcanzar el nivel de la señal más los 0,7 voltios que caen en el diodo. Esta tensión de pico (negativa) de referencia será utilizada posteriormente para determinar el instante en el que A1 comienza a aumentar su tensión de salida. La salida de A2 (y por tanto la salida «lógica» final T2) pasará a nivel bajo.
Parece evidente que este sistema presenta algunos inconvenientes teóricos. Por ejemplo, la señal de salida de A1 deberá poseer un nivel suficientemente elevado como para hacer conducir alternativamente a D3 y D4. Sin embargo, en la práctica esto no es un problema. El error de lectura admitido por el constructor es de 0,1 mm. para la primera barra y 0,05 mm. para las siguientes.

3

a



b

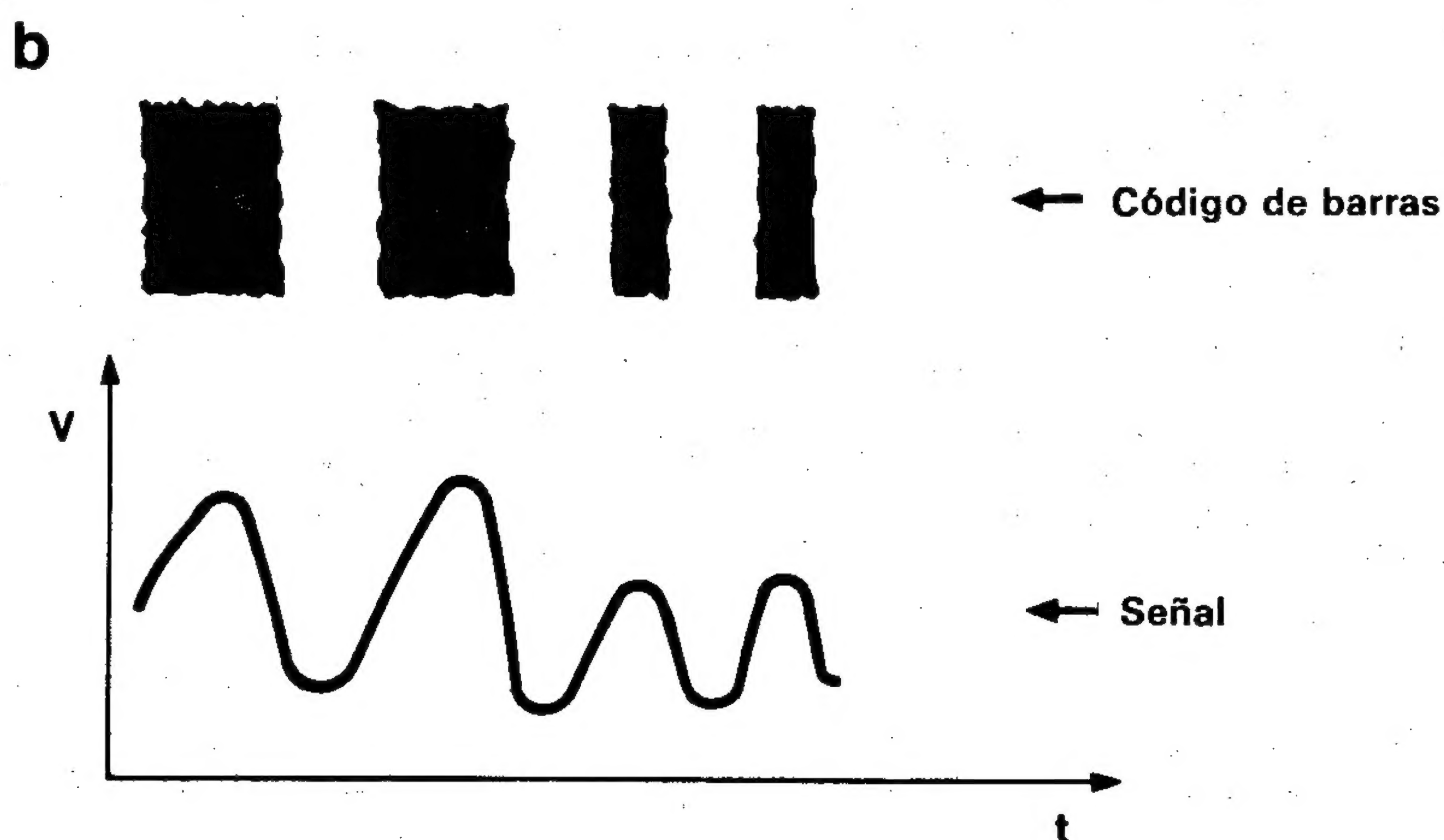


Figura 3. Señales típicas generadas por un lápiz lector. La señal representada en la figura 3a corresponde a un código de barras correctamente impreso (casi ideal). En la figura 3b se muestra la señal obtenida al leer un código de barras con defectos de impresión.

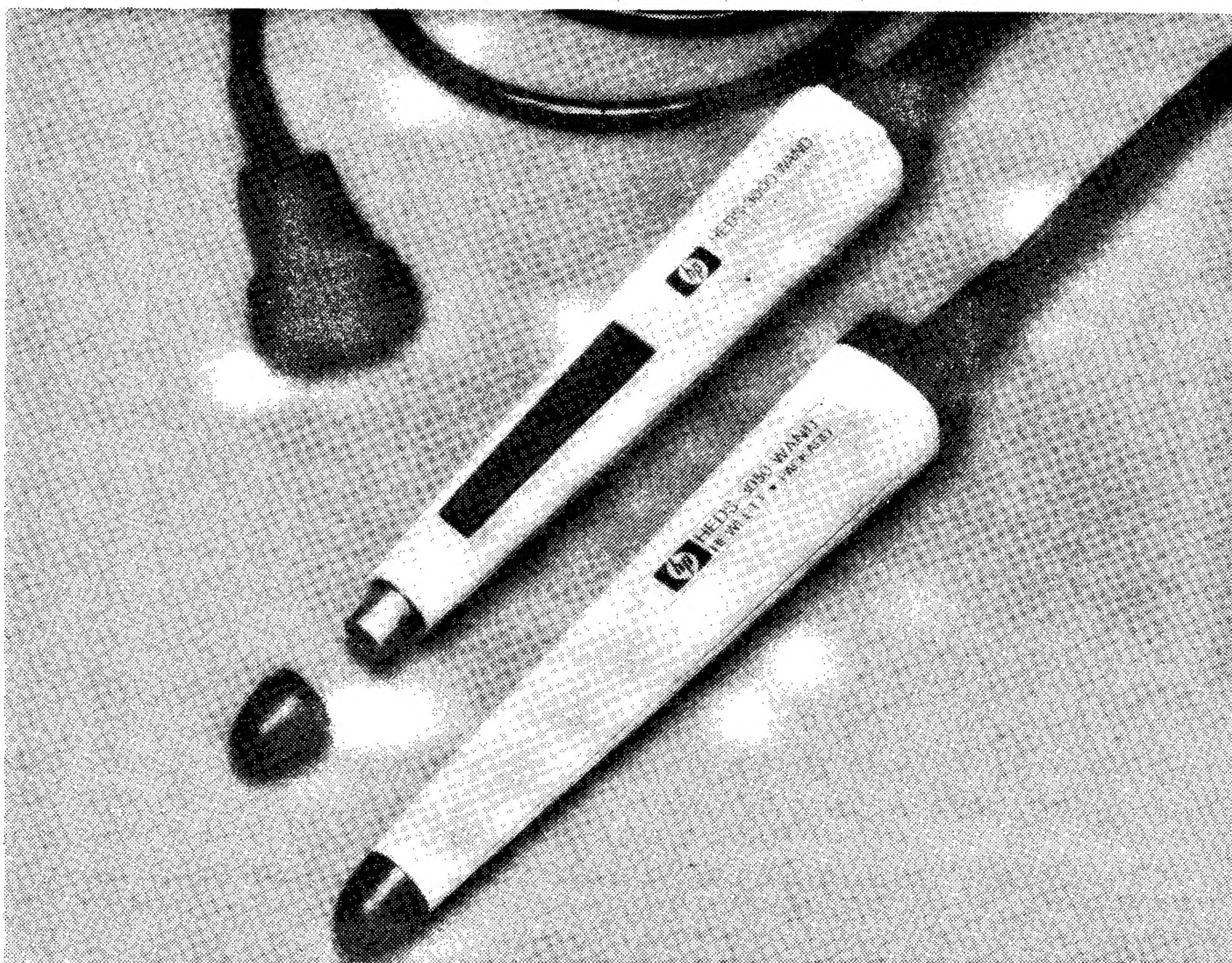


Foto B. lápiz lector.

El sistema de medida

Un lápiz lector por sí solo no basta para poder leer un código de barras, pues éste únicamente convierte las barras en una señal

4

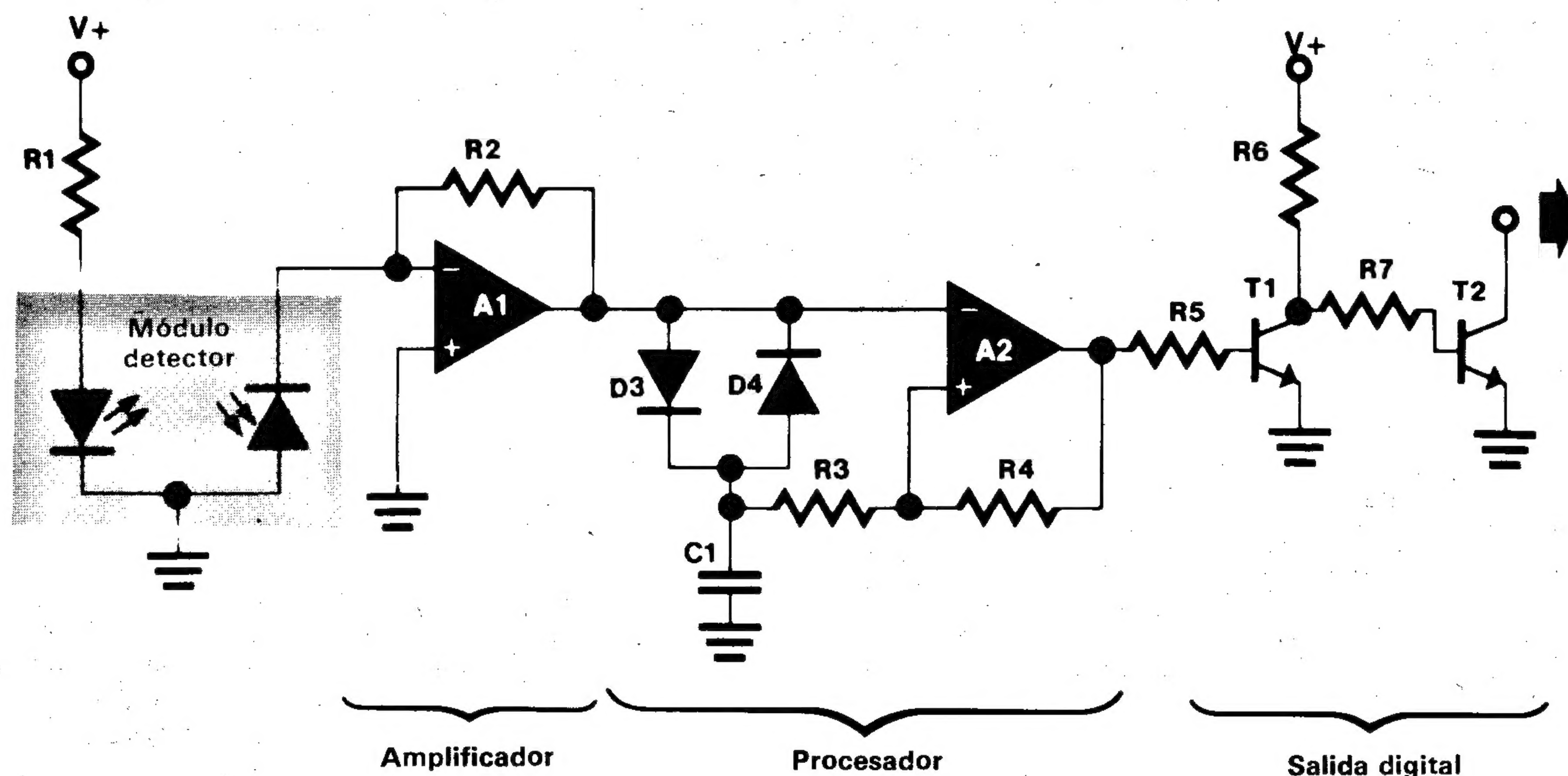


Figura 4. Esquema interno completo del lápiz lector suministrado por HP: el HEDS-3.000. En este esquema no aparecen los dos condensadores empleados para desacoplar la alimentación del circuito.

5

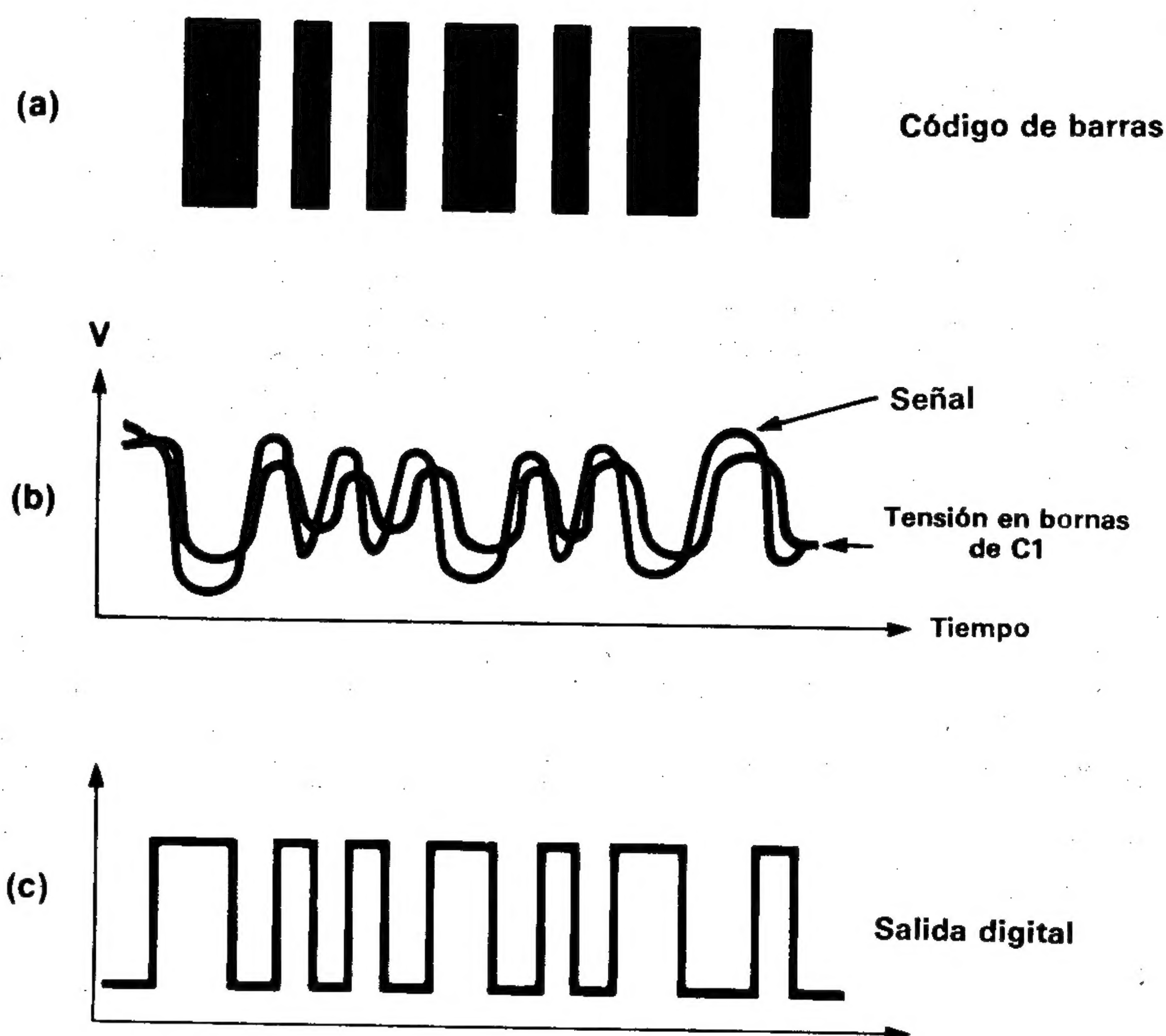


Figura 5. Señales procesadas en un HEDS-3.000. La figura 5b muestra la señal amplificada que resulta al deslizar el lápiz lector sobre un código de barras (a). Mediante los diodos y un condensador se obtiene una señal de referencia. La señal de salida se obtiene comparando dos señales: la de referencia y la de lectura (figura 5b).

PWM (Modulación de Anchura del Impulso) de nivel TTL. Antes de entregar la información recogida por el lápiz lector al calculador es necesario efectuar una decodificación y una detección de los posibles errores. Todo esto exige algunos componentes más que los incluidos en el interior del lápiz lector.

La firma Plessey resuelve este problema mediante una tarjeta de formato europeo (Eurocard) doble, cuya misión es efectuar la decodificación de las señales obtenidas (convertidor de código). Los resultados son excepcionales, pero también lo son los medios puestos en juego, ya que este sistema fue diseñado para trabajar un completo sistema de ordenador.

La solución adoptada por HP es más simple y sin embargo igualmente efectiva, y además se encuentra mucho más cerca de lo que nosotros buscamos. La finalidad de un lector de código de barras es permitir la universalización y distribución de programas de forma fácil y cómoda. Es preciso aclarar que dicho sistema trabaja en combinación con la conocida calculadora programable HP41C.

El conversor de código (conectado entre el lápiz lector y la calculadora) que utiliza el sistema está formado únicamente por dos integrados, situados en la clavija de conexión del lápiz. Estos dos circuitos no son muy comunes, el primero es similar a un microprocesador y ha sido diseñado para esta aplicación, y el segundo es una memoria de sólo lectura (ROM) de 4K. Este interface se encarga de transformar la señal entregada por el lápiz lector en un código binario (el trazo fino corresponde a un 0 y un trazo grueso corresponde a un 1). A continuación estos datos se dividen en grupos de 8 bits (octetos o bytes). Los octetos

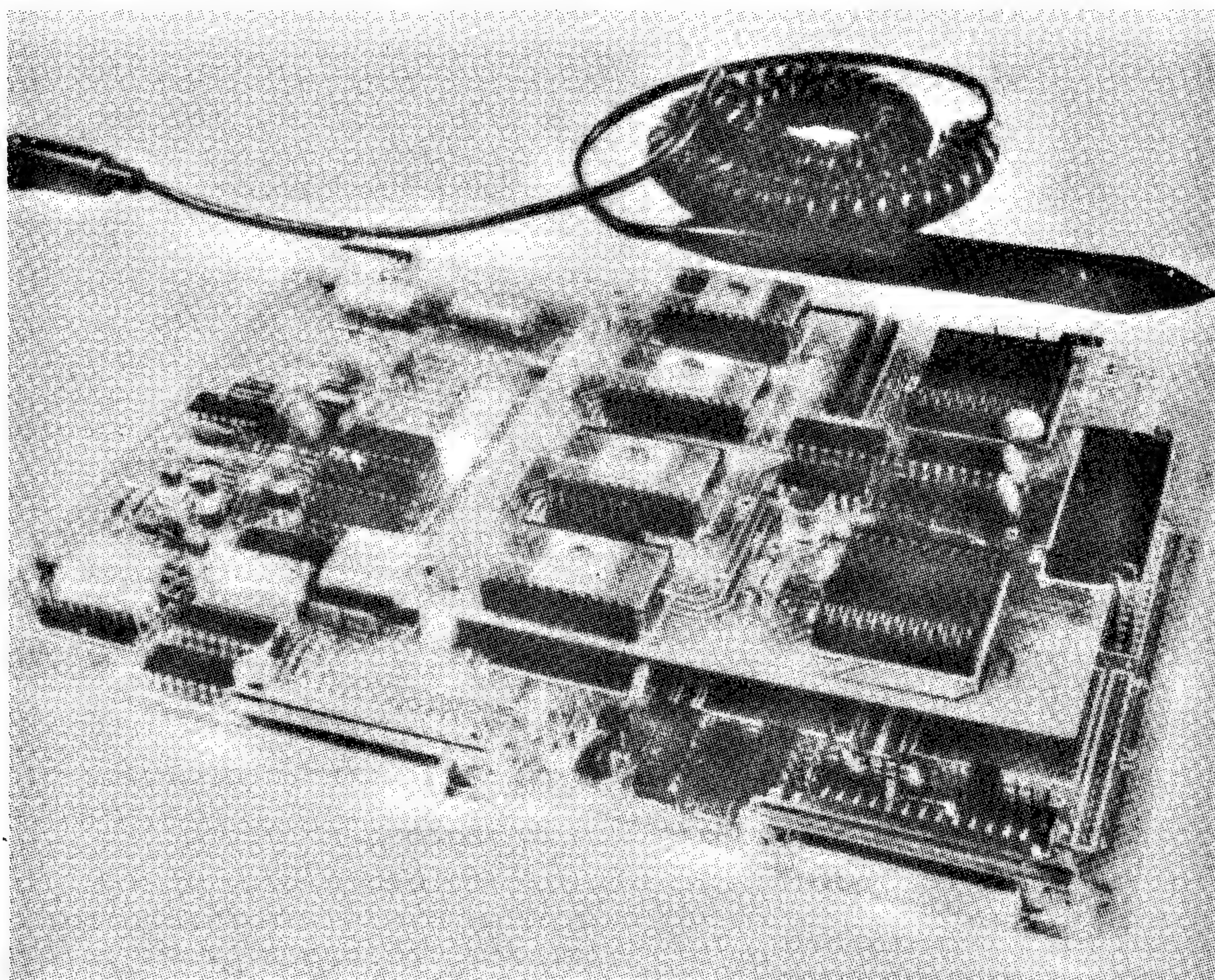


Foto C. Sistema de lectura propuesto por Plessey.

así formados se introducen en una memoria intermedia, hasta que el microprocesador de la calculadora decide disponer de ellos (tras la correspondiente señal de «aviso» generada por la interface). De esta forma la transmisión entre el lápiz lector y la calculadora se hace correctamente.
¿Cómo se desarrolla todo este proceso? En el código empleado por HP, se observa que las barras finas son del mismo grosor que los espacios intermedios entre dos barras. El nivel lógico alto («1») viene representado por una barra de doble grosor. Recordemos que la salida del lápiz lector estará a nivel bajo durante la lectura de una barra, y a nivel alto cuando se trate de un espacio en blanco.
Para efectuar la decodificación de las señales entregadas por el lápiz, se utiliza una señal interna de la calculadora (cuya frecuencia es de 360 kHz) como reloj de referencia. Dicha señal de reloj de referencia permitirá medir el período de tiempo durante el cual la salida del lápiz lector permanece a nivel bajo (barra) y, obviamente, también el período de tiempo que está a nivel alto (espacio). A continuación se calcula la media entre estos dos valores, es decir, la semisuma del número de impulsos del reloj de referencia que permanece a la salida del lápiz lector a nivel alto y a nivel bajo. Una vez

6

Principio
Contador de inicialización
Si
¿Barra?
No
Número máximo
No
Si
No
Transición barra/espacio
Si
Contador de inicialización
No
Transición barra/espacio
Si
Almacenar el contenido del contador
No
Transición barra/espacio
Si

Generar la referencia inicial
No
Transición barra/espacio
Si
Actualización de la referencia
Barra > referencia
Si
No
Lectura derecha-izquierda
Barra > 2x Referencia
No
Si
Principio
Lectura izquierda-derecha

Transición barra/espacio
No
Si
Actualización de la referencia
Espacio > 2x Referencia
Si
No
Transición Barra/espacio
No
Si
Actualización de la referencia
Barra > referencia
Si
No
Almacenar un cero
Almacenar un uno
No
¿Almacenados 8 bits?
Si
Almacenar un octeto en la memoria

Número máximo
No.
Si
¿Número entero de octeto?
No
Principio
Si
¿Otra mem. tampón vacía?
No
Si
Reposición de contador
No
Si
Cambiar memoria tampón
Principio

81145 6

Figura 6. Organigrama correspondiente al proceso de decodificación empleado por HP.

7

(a) Código «teclado de papel»

Un octeto | 4 bits | 4 bits |
Código Imagen
Empleado para 0 a 9, EXX, CHS punto decimal

Dos octetos | 4 bits | 12 bits |
Código
Empleado para todas las demás teclas simples

Ejemplos: Un octeto Dos octetos
CLX

(b) Código programa

| 1 octeto | 4 bits | 4 bits | 1 octeto | 1 a 13 octetos |
Control de paridad Tipo Programa
Número de secuencia Información parcial de la función

Ejemplo:

(c) Código datos

Digital | 1 octeto | 4 bits | 1 a 29 cifras (0 à 9, +, −, EEX,. . .) |
Control de paridad Tipo

Alfanumérico | 1 octeto | 4 bits | 4 bits | 1 a 14 caracteres |
Control de paridad Tipo No usado

Ejemplo:
299 792 5

(d) Código de ejecución directa

| 1 octeto | 4 bits | 4 bits | de 1 a 9 octetos |
Control de paridad Tipo No usado

Ejemplo:

81145-7

Figura 7. HP emplea el código de barras con 4 finalidades diferentes. El «código de programa» y el «código de datos», son compatibles con otros sistemas de micro-ordenadores.

hallado el período medio, se compara con la duración (media en impulsos de reloj de referencia) del siguiente nivel lógico a la salida del lápiz lector (lectura de la siguiente barra o espacio). Si la barra siguiente posee una anchura superior (una vez y media al período medio calculado) se atribuirá a este elemento el nivel alto, es decir, un «1» lógico; en caso contrario (número de impulsos inferior a la media hallada) se considerará como un nivel bajo, o sea, un «0» lógico.
Para terminar de aclararlo tomemos un ejemplo. Supongamos que la lectura de una barra ha «durado» 1.100 impulsos de reloj, y que la lectura del espacio siguiente ha requerido 900 impulsos. El cálculo de la media arroja un resultado de: 1.100 + 900 : 2 = 1.000. El valor de referencia utilizado será por tanto 1.000 × 1,5 = 1.500. Si en la lectura del siguiente impulso obtenemos una duración de 1.600 impulsos de reloj, éste será decodificado como un 1 lógico (pues es mayor que la media). Supongamos que a continuación se lee un espacio que totaliza 700 impulsos de reloj. «La unidad de anchura» (calculada durante la lectura del trazo grueso) tiene ahora un valor de 800 impulsos (ya que la duración total del trazo grueso ha sido de 1.600 impulsos); de este modo el nuevo valor de referencia quedará establecido en (700 + 800) : 2 = 750 impulsos. Este valor denota una clara aceleración en el movimiento del lápiz lector.
Sin embargo todo esto no basta para garantizar una lectura fiable. En la realidad se hace uso de un elaborado programa de ejecución, tal y como se muestra en la figura 6. El contador de impulsos entra en funcionamiento desde que se apoya el lápiz de lectura sobre el papel. Si dicho contador alcanza un valor superior a 2^{14}, antes de leer algún signo (barra o espacio), el sistema se pondrá en modo «espera» hsta la aparición de la primera barra. Cuando esto sucede, (lectura de la primera barra), el sistema medirá su longitud. Lo mismo sucederá con el espacio que figura a continuación. Una vez determinados estos dos datos se estará en condiciones de poder determinar el valor de referencia, y por lo tanto el trazo siguiente podrá ser evaluado en función de dicho valor. Si esta segunda barra es de anchura simple (barra fina), el sistema deducirá que la lectura ha comenzado por la izquierda. Contrariamente, un trazo grueso indicará que la lectura se está realizando de derecha a izquierda. En el sistema que nos ocupa ambas operaciones están permitidas.
A partir de este punto se efectúa una decodificación bit a bit. Las informaciones recibidas se agrupan por octetos (8 bits) y se introducen en una memoria tampon de 16 octetos. La calculadora posee dos de estas memorias; esto le permite leer el contenido de una de ellas y escribir mientras en la otra.
Durante este proceso de decodificación tienen lugar un cierto número de verificaciones. Por ejemplo, si al final de una lectura no se ha obtenido un número múltiplo de 8 bits (octetos completos) se producirá una condición de error. Además los espacios que separan las barras no pueden ser demasiado anchos ya que si tienen una anchura superior al doble de valor «oficial» (por ejemplo tres veces el valor de referencia) el calculador interpretará un final de línea. Y lo mismo sucederá cuando se supere los 214 impulsos de reloj.
El hecho de que los espacios que separan las barras posean la misma anchura que las barras finas, implica una limitación en la anchura máxima de las mismas: para la velocidad de lectura más lenta (aproximadamente 7,5 cms/segundo) la anchura máxima autorizada será de 3 mm. aproximadamente.
Sin embargo este tamaño resulta demasiado grande, ya que el objeto de este sistema es poder manejar la mayor cantidad de

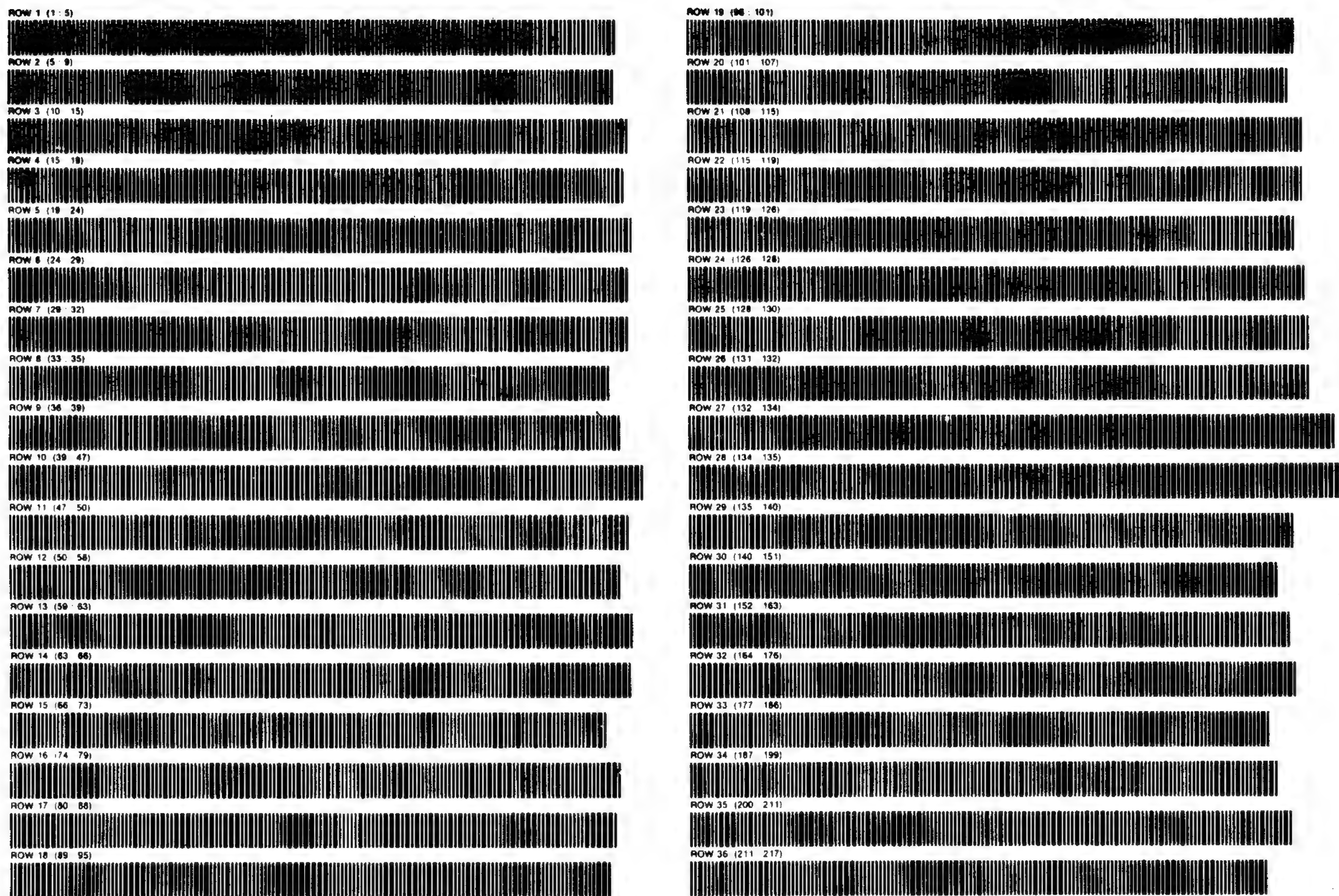


Figura 8. Representación a tamaño reducido de dos páginas perteneciente al libro de programas suministrado por HP.

información en el mínimo espacio y el menor tiempo posible. Todo esto nos hace pensar en una cuestión fundamental, ¿cuál es la anchura mínima de una barra? Este valor vendrá determinado por el tiempo que es necesario para decodificar una barra, deducir el nuevo valor de referencia y, en el peor de los casos, poner un nuevo grupo de 8 bits en la memoria tampón. Para realizar todas estas operaciones el calculador necesita un total de 76 impulsos de reloj. Como la velocidad máxima de lectura es de 76 cms., la anchura mínima de las barras será 0,17 mm. En este caso las barras son tan finas que el lápiz lector se encuentra en el límite de sus posibilidades, sin hablar de las limitaciones técnicas que supone imprimir barras de esta anchura.

De los octetos a la información utilizable por el ordenador

El sistema que acabamos de describir ejecuta todas las operaciones que tienen lugar desde el proceso de lectura hasta el almacenamiento de los datos en la memoria intermedia (tampón de 16 octetos). Los pasos siguientes son competencia exclusiva de la calculadora (en nuestro caso la HP41C), es decir, a partir de este punto entran en juego los programas.

La calculadora HP41C utiliza el código de barras de cuatro modos. El primero se conoce con el nombre de «paper keyboard», que nosotros traduciremos por «teclado de papel», por tratarse de programas de uno o dos octetos, cuya finalidad es la de representar una función específica. Esto evita los posibles errores que se producen en la entrada por teclado de largos programas. Con este sistema la operación se reduce a pasar el lápiz lector sobre la función deseada, lo cual tiene el mismo efecto que pulsar las teclas una a una para introducir un programa en la memoria del calculador.
El segundo se denomina «direct execution» (ejecución directa), y funciona siguiendo el mismo principio, pero a mayor escala. Esto permite la entrada de una sola vez, de una serie completa de teclas por ejemplo: STO12 (llenar la memoria 12 con el dato especificado anteriormente).
Para acabar, abordaremos las aplicaciones denominadas «program» y «data» (programa y datos). En ambos casos la línea comienza por un octeto de control de paridad. Este octeto es el resultado de sumar todos los octetos (cuando se opera en el modo «programa»). Hay que especificar que esta suma incluye no sólo los octetos de la última línea, si no los de las demás líneas precedentes. Este sistema representa un arma importante en la lucha contra los errores de lectura. A continuación encontramos 4 bits que definen el tipo de información (datos o programas). Si se trata de un programa, se definen 4 bits sumplementarios que indican el número de la línea que se va a leer. Mediante esta técnica se podrá detectar fácilmente los errores de numeración, los saltos de línea inesperados, lectura de una misma línea, etc. A continuación aparecen los 8 bits que indican la presencia eventual de una función completa cuyo comienzo se encuentra en la línea precedente, o que termina en la siguiente línea. Ya sólo queda lugar para 13 octetos (como máximo) de «verdaderos datos». Estos octetos pueden distribuirse de dos formas: 29 cifras, o 14 caracteres (alfanuméricos por ejemplo).
Tal y como se muestra en la figura 8, los libros de programas suministrados por HP incluyen en cada página 19 líneas de programa. Esto no es precisamente un cuadro de Picasso si únicamente juzgamos su belleza, sin embargo su aplicación práctica es más que evidente, pues no conocemos ningún programador que rechace la idea de introducir un programa en su calculadora programable en tan solo algunos segundos, en lugar de los tres cuartos de hora de tecleo sobre el minúsculo teclado de la máquina. ◼

el Junior como voltímetro

Con la incorporación de un pequeño circuito y con la ayuda del programa que aparece en estas páginas, podemos utilizar el Junior Computer como voltímetro digital... ¡cómo un buen voltímetro digital! Si no, ahí están sus características: lectura de 3 3/4 dígitos e indicador automático de polaridad. Por lo demás, el programa es de una longitud inferior a 180 bytes.

G. Sullivan

Si hubiera que catalogar los diversos instrumentos de medida en base a su difusión y utilidad, no cabe la menor duda que el liderazgo lo detentaría el voltímetro. Los propietarios de un Junior Computer pueden disponer muy fácilmente de un voltímetro digital de amplias posibilidades. Para ello, no tienen más que construir el montaje de la figura 1 e introducir en la memoria del Junior el programa incluido en este artículo.

El elemento esencial del circuito es un conversor A/D (analógico/digital), fabricado por Intersil. Este circuito integrado entrega la información de salida en el código binario natural, fácilmente convertible a BCD por el microprocesador. Una particularidad de gran interés radica en que las líneas de salida de información binaria son triestado. De ahí que su adaptación a los sistemas basados en microprocesador sea fácil y directa.

El circuito

El integrado ICL7109 contiene un circuito de voltímetro que permite la visualización de 3 3/4 dígitos con indicación automática de polaridad, lo que simplifica enormemente el montaje de aplicación.

La figura 1 presenta el esquema del circuito. El voltímetro integrado en el ICL7109 incluye un conversor A/D de 12 bits con salidas tri-estado. Las salidas B1 a B8 entregan dos bytes de información binaria. La lectura de uno u otro byte por parte del microprocesador es controlada por el decodificador de dirección IC2. El byte de orden inferior, contiene los ocho bits menos significativos, mientras que el byte de orden superior contiene los cuatro bits más significativos más un bit de desbordamiento (rebose) de rango y otro de polaridad. Respetando los valores de los componentes dados en el esquema, la tensión de entrada para visualización a fondo de escala será de 4,096V. La velocidad de conversión es del orden de 30 conversiones por segundo. En cualquier caso, es posible variar la gama de tensiones de entrada modificando el valor

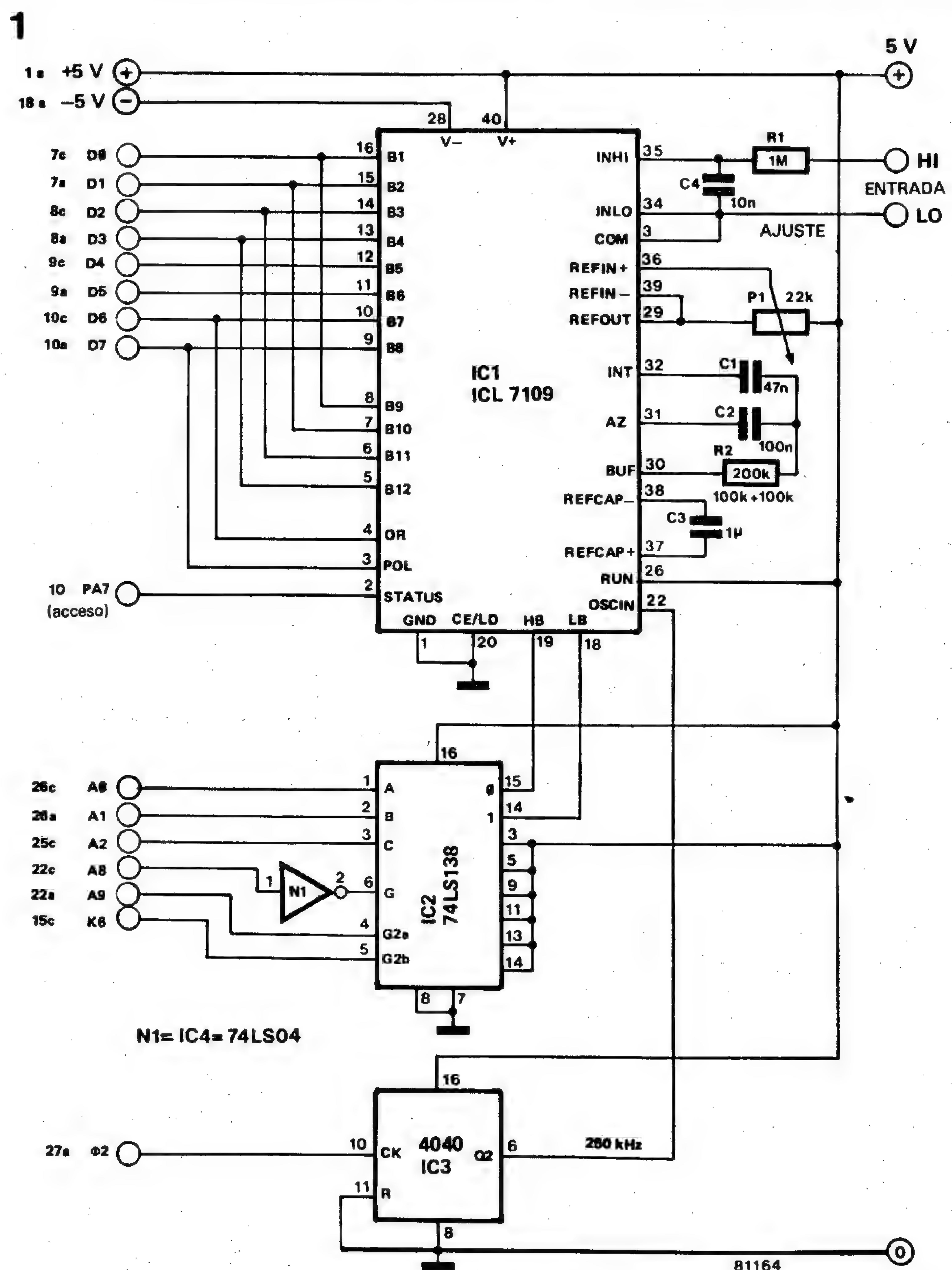


Figura 1. Esquema del circuito exterior que permite utilizar al Junior Computer como voltímetro digital para medida de tensiones continuas. IC1 se encarga de convertir la señal analógica de entrada en una configuración binaria —codificada con 12 bits— interpretable por el micro-ordenador.

de R2 y alterando la tensión de referencia fijada por el potenciómetro P1.
La fórmula a aplicar es la siguiente:

$$R2 = \frac{\text{U fondo de escala}}{20\ \mu A}$$

en donde: U fondo de escala = 2•Uref.
El valor de los condensadores C1 y C2 queda determinado por la frecuencia del oscilador que se utilice, de tal forma que:

$$C1 = \frac{2.048\ .\ \text{período}\ .\ 20\ \mu A}{3,5V}$$

$$\text{y: } C2 = 2\ .\ C1$$

La frecuencia de 250kHz empleada por el conversor se extrae de la que genera el reloj de la CPU. Es por esto, por lo que el circuito integrado IC3 está cableado como divisor por 4. Si se desea que el conversor trabaje con otra frecuencia, bastará con elegir otra de las salidas de IC3. Cabe indicar, que con esta variación se modifica, asimismo, el número de conversiones por segundo. El conversor está caracterizado por una entrada de alta impedancia, de ahí que resulte muy fácil incorporarle atenuadores de entrada y, de esta forma, obtener una amplia variedad de rangos de medida.

El programa

El programa que permite utilizar al Junior Computer como voltímetro digital aparece listado en la tabla 1. El proceso se inicia al leer los dos bytes entregados por el conversor. Esta información binaria es convertida de inmediato a código BCD, con lo que queda lista para ser visualizada. Si la señal analógica de entrada es negativa, el microprocesador detectará el estado de la línea de polaridad y visualizará el signo menos en el display, delante del valor de tensión medido. En el caso de que se exceda la tensión máxima admisible por el conversor, aparecerán en el visualizador las letras OL (Overload = sobrecarga, desbordamiento). El microprocesador detectará esta situación a partir del examen del bit de desbordamiento, incluido en el byte más significativo que entrega la salida del conversor.
En la figura 1 observamos que el conversor está conectado en modo «funcionamiento libre» (free run mode). Esto significa, ni más ni menos, que empezará la conversión siguiente en el preciso instante en el que complete la conversión analógico/digital en curso. Comunmente esto funciona a la perfección, si bien, en algunos casos, puede ser oportuno detectar cuando empieza el ciclo siguiente. Con esta salvedad, se logra ingresar los datos obtenidos al final de cada secuencia de conversión y evitar, de esta forma, la lectura de datos constantemente variables.
Para obtener este modo de funcionamiento no hay más que conectar la salida de estado (status) del IC7109 a la línea PA7 del conector del acceso de la PIA. El flanco negativo que reciba el microprocesador a través de PA7 emitirá una solicitud de interrupción (IRQ) al final de cada conversión. La rutina asociada al tratamiento de la interrupción IRQ, se ocupará de gestionar la lectura y almacenamiento de los dos bytes antes de que concluya la conversión siguiente. La tabla 2 muestra un ejemplo de rutina de este tipo.

Tabla 1:

```
LOC   OBJECT     SOURCE

0000             ,DIGITAL VOLTMETER PROGRAM
0000             ,FOR INTERSIL ICL 7109.
0000             ,
0000             ,AUTHOR G.SULLIVAN
0000             ,
0000                     * = $00D0
00D0             ACUM    *=*+2
00D2             SUM     *=*+1
00D3             DELAY   *=*+1
00D4             TMPX    *=*+1
00D5             ,
00D5             ,DEFINE A/D CONVERTER.
00D5                     * = $1800
1800             HB      *=*+1           ,HIGH NIBLE + FLAGS
1801             LB      *=*+1           ,LOW BYTE
1802             ,
1802             ,DEFINE PIA
1802                     * = $1A80
1A80             PRA     *=*+1           ,DATA A REG.
1A81             DDRA    *=*+1           ,A DIRECTION REG.
1A82             PRB     *=*+1           ,DATA B REG.
1A83             DDRB    *=*+1           ,B DIRECTION REG.
1A84             ,
1A84             SCAND1 =$1DCC           ,DISPLAY 1 BYTE
1A84             ,
1A84                     * = $0200
0200             ,
0200             ,MAIN DISPLAY ROUTINE
0200  2C 00 18   MAIN    BIT HB          ,TEST OVERANGE BIT
0203  70 06              BVS OL
0205  20 24 02           JSR DISVLT      ,SHOW VOLTS
0208  4C 12 02           JMP NOL
020B  A2 0C      OL      LDX #$0C        ,DISPLAY OL MESSAGE
020D  A0 03              LDY #$03
020F  20 49 02           JSR DISTAT
0212  AD 00 18   NOL     LDA HB          ,TEST POLARITY BIT
0215  30 07              BMI NOT
0217  A2 08              LDX #$08        ,DISPLAY MINUS
0219  A0 00              LDY #$00
021B  20 49 02           JSR DISTAT
021E  20 73 02   NOT     JSR HEXBCD      ,CONV. BINARY TO BCD
0221  4C 00 02           JMP MAIN
0224             ,
0224             ,VOLT DISPLAY SUBROUTINE
0224  A9 7F      DISVLT LDA #$7F         ,SET PIA TO OUTPUT
0226  8D 81 1A           STA DDRA
0229  A2 0C              LDX #$0C        ,ADDRESS OF FIRST BYTE
022B  A0 FF              LDY #$FF
022D  C8         LOOP    INY
022E  B9 D0 00           LDA ACUM,Y      ,GET BYTE
0231  20 CC 1D           JSR SCAND1      ,LIGHT DISPLAY
0234  E0 14              CPX #$14        ,TEST IF TWO BYTES YET
0236  D0 F5              BNE LOOP
0238  AD 00 18           LDA HB          ,TEST POLARITY
023B  30 07              BMI NXT         ,SHOW - IF NEG.
023D  A2 08              LDX #$08
023F  A0 00              LDY #$00
0241  20 49 02           JSR DISTAT
0244  E6 D3      NXT     INC DELAY       ,DELAY ON DISPLAY
0246  D0 DC              BNE DISVLT
0248  60                 RTS
0249
0249             ,DISPLAY '-','OL'
0249  A9 7F      DISTAT LDA #$7F         ,SET PIA TO OUTPUT
024B  8D 81 1A           STA DDRA
024E  B9 6D 02           LDA CHART,Y     ,GET MESSAGE BYTE
0251  30 14              BMI ENDD
0253  8D 80 1A           STA PRA         ,LIGHT SEGMENTS
0256  8E 82 1A           STX PRB         ,SELECT DIGIT
0259  86 D4              STX TMPX
025B  A2 FF              LDX #$FF
025D  CA         DLY2    DEX             ,DELAY
025E  D0 FD              BNE DLY2
0260  A6 D4              LDX TMPX
0262  E8                 INX
0263  E8                 INX             ,NEXT DIGIT
0264  C8                 INY
0265  D0 E2              BNE DISTAT
0267  A9 00      ENDD    LDA #$00        ,DISPLAY OFF
0269  8D 82 1A           STA PRB
026C  60                 RTS
026D  7F         CHART   .BYTE $7F,$3F,$80
026E  3F
026F  80
0270  40                 .BYTE $40,$47,$80
0271  47
```



```
0272  80
0273
0273                 ;CONVERT BINARY TO BCD
0273  A9 00    HEXBCD LDA ##00
0275  85 D0           STA ACUM       ;CLEAR ACCUMULATOR
0277  85 D1           STA ACUM+1
0279  AE 01 18        LDX LB
027C  F0 0B           BEQ HIGH
027E  A0 01    LOOP1  LDY #$01       ;CONVERT LOW BYTE
0280  98              TYA
0281  85 D2           STA SUM
0283  20 9E 02        JSR ADD
0286  CA              DEX
0287  D0 F5           BNE LOOP1
0289  AD 00 18 HIGH   LDA HB         ;CONVERT HI BYTE
028C  29 0F           AND #$0F      ;REMOVE FLAGS
028E  F0 0D           BEQ LAST
0290  AA              TAX
0291  A9 08           LDA #$08
0293  85 D2           STA SUM
0295  A0 20    LOOP2  LDY #$20
0297  20 9E 02        JSR ADD
029A  CA              DEX
029B  D0 F8           BNE LOOP2
029D  60       LAST   RTS
029E  F8       ADD    SED            ;ADD 1 OR 256 TO ACUM
029F  18       LOOP3  CLC
02A0  A5 D2           LDA SUM
02A2  65 D1           ADC ACUM+1
02A4  85 D1           STA ACUM+1
02A6  A9 00           LDA #$00
02A8  65 D0           ADC ACUM
02AA  85 D0           STA ACUM
02AC  88              DEY
02AD  D0 F0           BNE LOOP3
02AF  D8              CLD
02B0  60              RTS
02B1                  .END.

ERRORS   0000

SYMBOL TABLE

ACUM    00D0   ADD     029E   CHART   026D   DDRA    1A81
DDRB    1A83   DELAY   00D3   DISTAT  0249   DISVLT  0224
DLY2    025D   ENDD    0267   HB      1800   HEXBCD  0273
HIGH    0289   LAST    029D   LB      1801   LOOP    022D
LOOP1   027E   LOOP2   0295   LOOP3   029F   MAIN    0200
NOL     0212   NOT     021E   NXT     0244   OL      020B
PRA     1A80   PRB     1A82   SCAND1  1DCC   SUM     00D2
TMPX    00D4

END OF ASSEMBLY
```

Tabla 2.

rutina tratamiento IRQ

```
0380  48          INTS: PHA         ; guardar A
0381  8A                TXA         ; guardar X
0382  48                PHA
0383  98                TYA         ; guardar Y
0384  48                PHA
0385  AD 85 1A          LDA 1A 85   ; inhibir IRQ
0388  AD 00 18          LDA 18 00   ; leer byte más significativo
038B  85  D0            STA D0      ; almacenarlo
038D  AD 01 18          LDA 18 01   ; leer byte menos significativo
0390  85  D1            STA D1      ; almacenarlo
0392  68                PLA         ; restaurar todos los registros
0393  A8                TAY
0394  68                PLA
0395  AA                TAX
0396  68                PLA
0397  40                RTI         ; retorno al programa principal
```

Una vez cargados ambos programas a partir de la dirección 0200 habrá que posicionar el vector de interrupción IRQ como sigue:

```
1A7E  80
1A7F  03
```

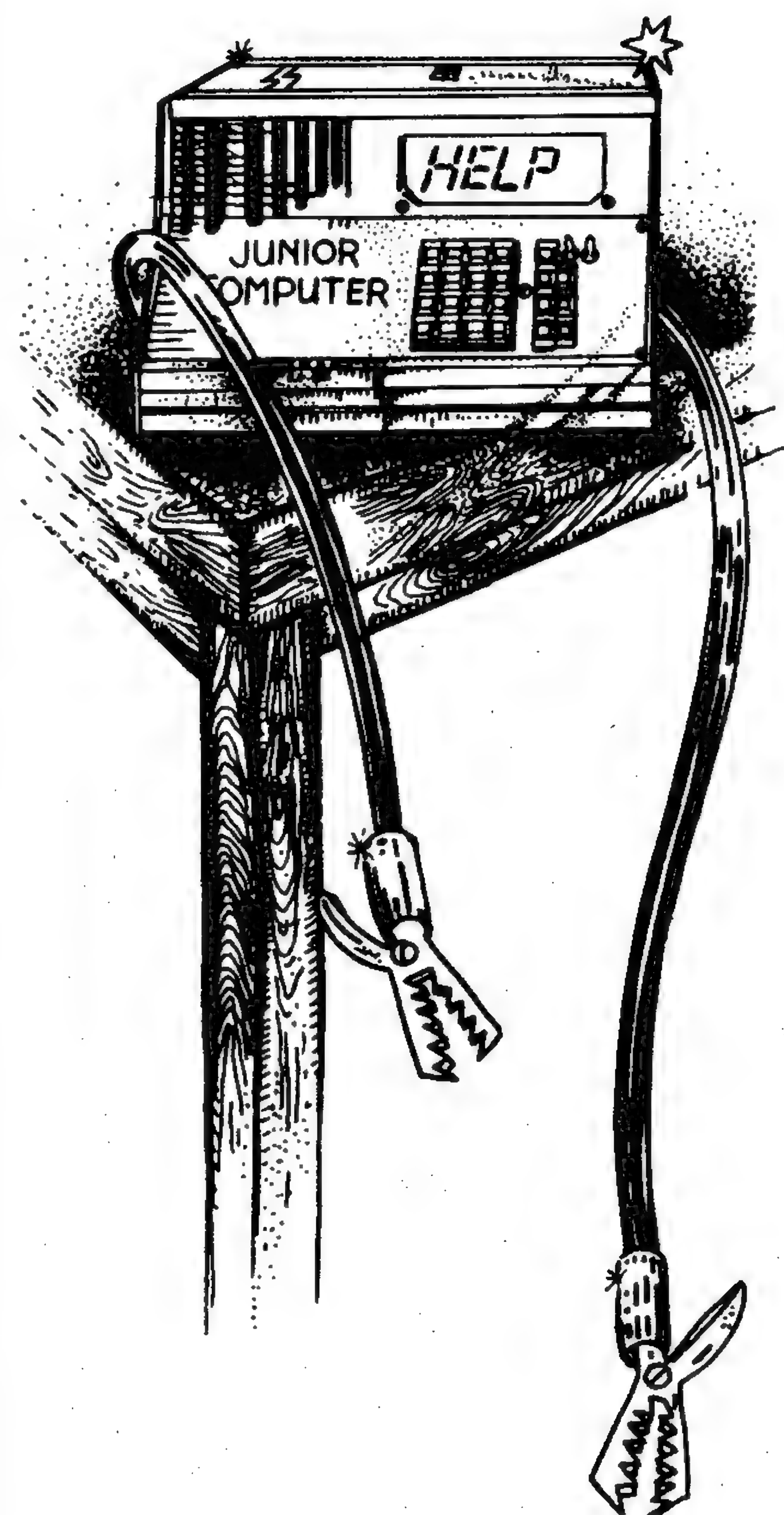
Para terminar, veamos la rutina de inicialización necesaria con o sin rutina de interrupción:

```
0000  8D  86  1A   STA  1A86
0003  58           CLI
0004  4C  00  02   JMP-MAIN
```

Estas instrucciones están destinadas a que la PIA genere una interrupción al recibir un flanco negativo a través de PA7 y a que se borre la máscara de interrupción (bit I del registro de estado) cuando se reinicializa el microprocesador. Después de introducir toda la información y una vez conectado el circuito de la figura 1 al Junior Computer, podemos ejecutar el programa a partir de la posición 0000.

A continuación, aplicaremos una tensión de referencia —por ejemplo de 4V— a la entrada del circuito de medida y ajustaremos el potenciómetro P1 hasta que aparezca en el visualizador el valor exacto de la tensión de referencia. Si no se dispone de una tensión de referencia precisa, bastará con aplicar una tensión próxima a los 4V y comparar la lectura con la que se obtenga por medio de un voltímetro de calidad. Pues bien, ya no queda más que ajustar P1 en consecuencia... ¡y a medir!. ◼

¿El Junior Computer...



... cómo voltímetro?

pulsador electrónico sensitivo

Robert L.A. Trost

timbre sensorial

En anteriores números de Elektor han aparecido diversidad de circuitos aplicables a los timbres de puerta. Estos montajes se ocupaban exclusivamente del aspecto sonoro (generador de sonidos, imitador electrónico), sin prestar atención alguna al pulsador, que situado al lado de la puerta, nos anuncia las visitas. En este artículo presentamos una elegante alternativa electrónica al pulsador mecánico que se utiliza habitualmente.

Para empezar precisaremos que el empleo de este montaje no está, ni mucho menos, restringido a los timbres de puerta, ya que se trata de un interruptor sensitivo universal. En la última parte de este artículo, describiremos una combinación muy interesante del timbre sensorial con la caja de música que apareció en el número de septiembre.

El circuito

La figura 1 nos revela que el circuito está constituido, en esencia, por dos temporizadores 555 en versión CMOS. El primero de ellos está conectado como multivibrador astable y entrega una señal de salida cuya frecuencia es próxima a los 200 kHz. A través del sensor al tacto, esta señal llega al rectificador conformado por D1/D2 y carga al condensador C3. Como quiera que en la entrada de IC2 (patilla 2) está presente una tensión de valor elevado, su salida (patilla 3) se halla a nivel bajo con lo que el transistor T1 permanece en estado de corte (bloqueado).

Si una parte del cuerpo humano —un dedo, por lo general— entra en contacto con la tecla sensorial, ésta ofrecerá una débil resistencia y la señal de 200 kHz caerá practicamente a masa, descargándose el condensador C3 a través de R3. Cuando la tensión en la entrada de IC2 alcanza un valor próximo a la mitad del valor de referencia, establecido por P1 en la patilla 5 (esta referencia determina la sensibilidad del circuito), IC2 recibirá una señal de disparo. Su salida pasa a potencial positivo y el transistor T1 a estado conductor. Al interrumpir el contacto entre el cuerpo humano y el sensor C3 se carga de nuevo y T1 vuelve a estado de corte. Durante los períodos en los que el transistor T1 conduce —la tecla sensorial está activada— el montaje no recibe alimentación. En estos casos, C1 se emplea como «reserva de energía». Este condensador se carga al nivel de la tensión de alimentación durante los intervalos de reposo (T1 bloqueado). Cuando T1 conduce el diodo D3 impide la descarga de C1, de tal forma que el condensador quede en situación de proporcionar al circuito la alimentación necesaria mientras suena el timbre.

El consumo de corriente del circuito es de alrededor de 400 μA. A pesar de todo, el consumo es aún excesivo para utilizar alimentación a pilas. Sin tener en cuenta el consumo en los instantes en que suena la campana, dos pilas de 4,5V durarán sólo unos 200 días. Esto significa que habrá que cambiarlas dos o tres veces al año. Si se opta definitivamente por las pilas podemos omitir el rectificador B1 ya que su presencia no tendrá función alguna en el circuito.

Montaje e instalación

La construcción del circuito no presenta dificultad alguna y mucho menos si se monta sobre la tarjeta de circuito impreso (fig. 5) suministrada por Elektor a través del servicio EPS.

El sensor de contacto puede realizarse con un trozo de tarjeta de circuito impreso de doble cara. Otra posibilidad consiste en pegar dos láminas de cobre sobre el soporte

1

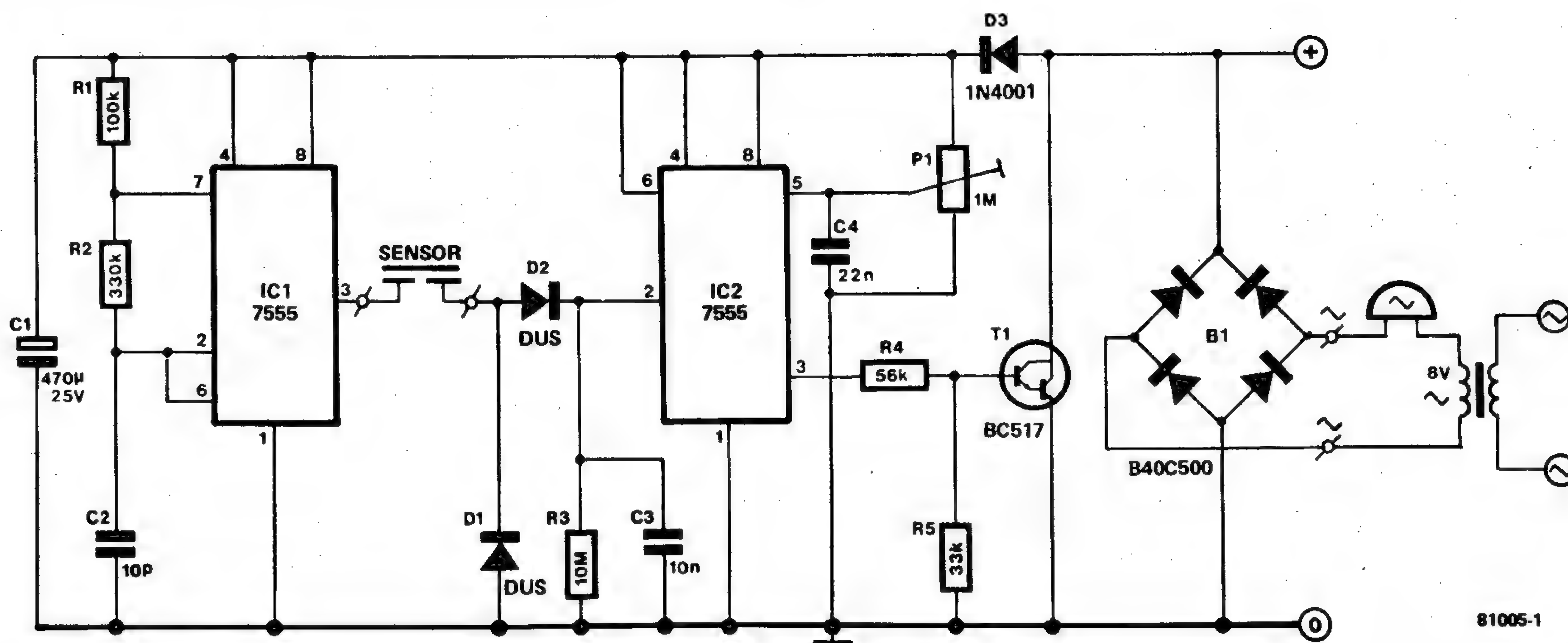


Figura 1. Circuito completo del timbre sensorial. El empleo del 555 en versión CMOS permite reducir drásticamente el consumo del montaje.

2

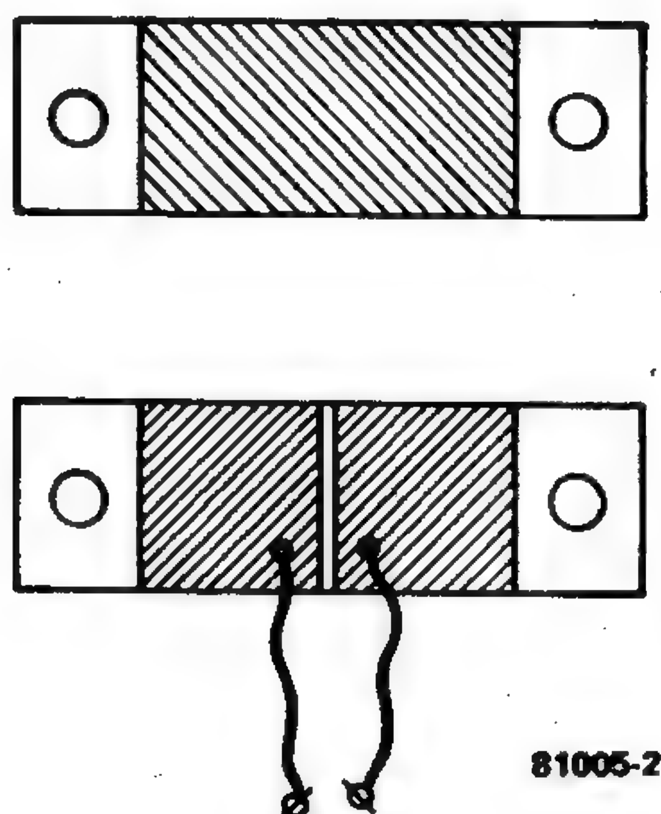


Figura 2. Esta debe ser la forma del sensor. Las superficies sombreadas son de cobre. La zona frontal consta de una sola lámina de cobre mientras que la posterior incorpora dos láminas a las que acceden los dos cables procedentes del circuito impreso.

4

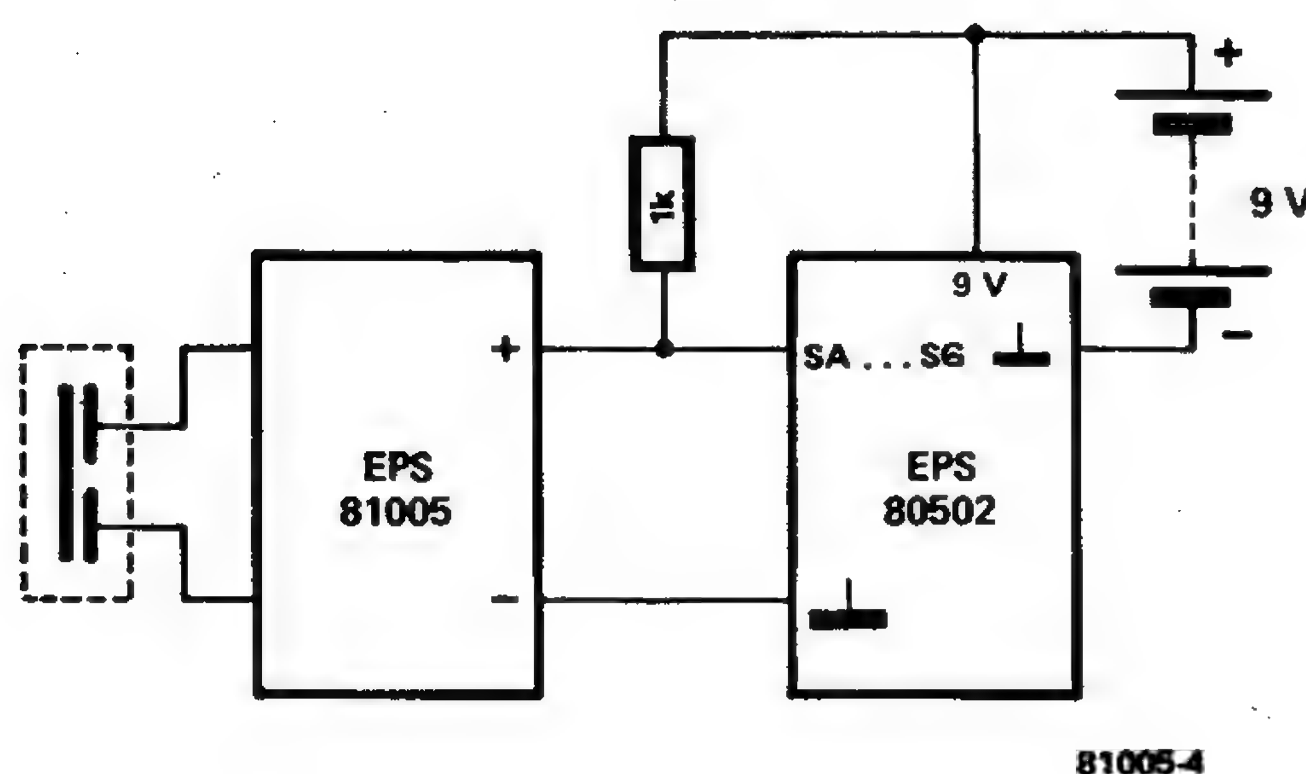
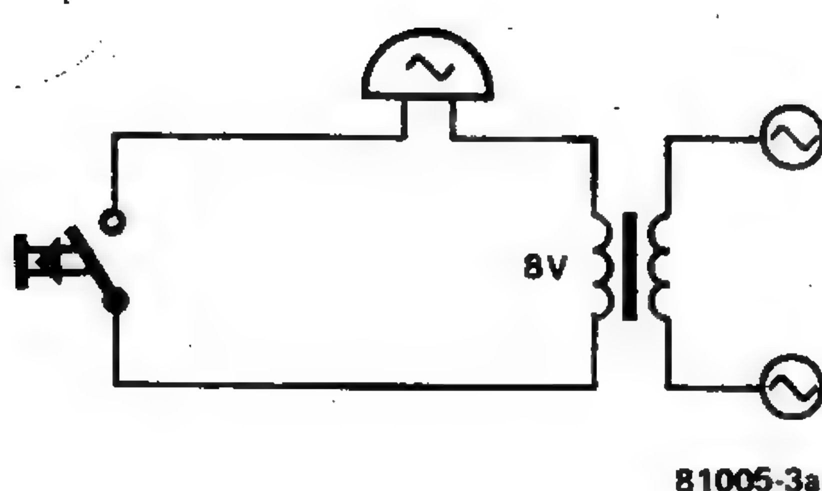
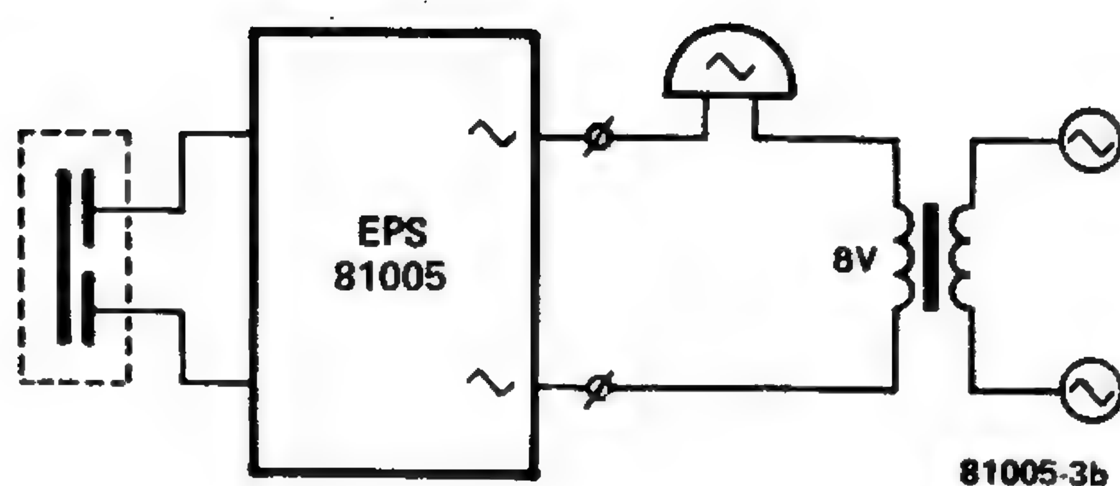


Figura 4. Montaje para la adaptación del sensor al tacto y la «caja de música» publicada en septiembre.

3a



b



c

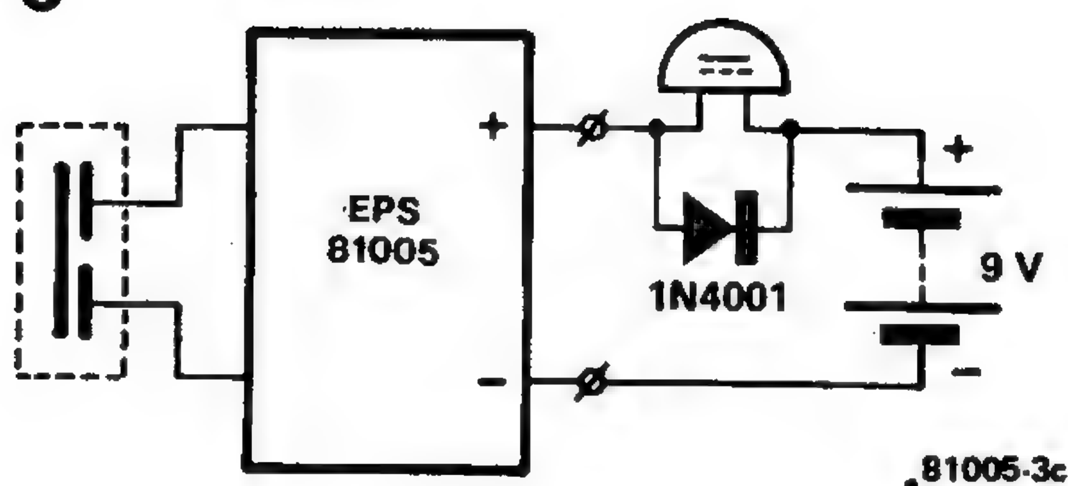
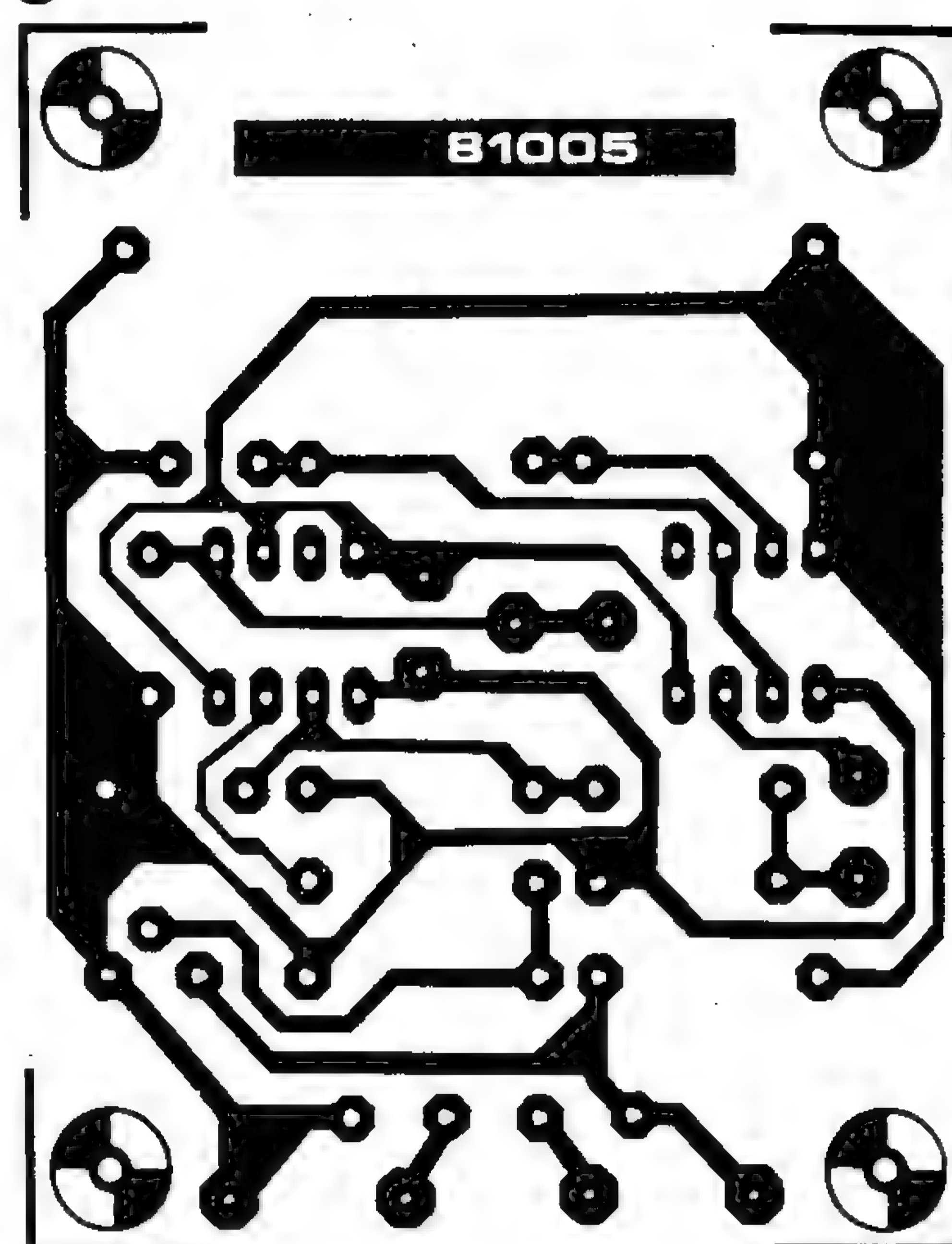


Figura 3. El montaje tradicional es el representado en 3a. La figura 3b ilustra la forma en la que el sensor al tacto sustituye al pulsador mecánico. Si se opta por alimentación a pilas se recurrirá a la configuración 3c; el puente rectificador se eliminará y, a su vez, se conectará un diodo en paralelo con el timbre para proteger a T1.

5



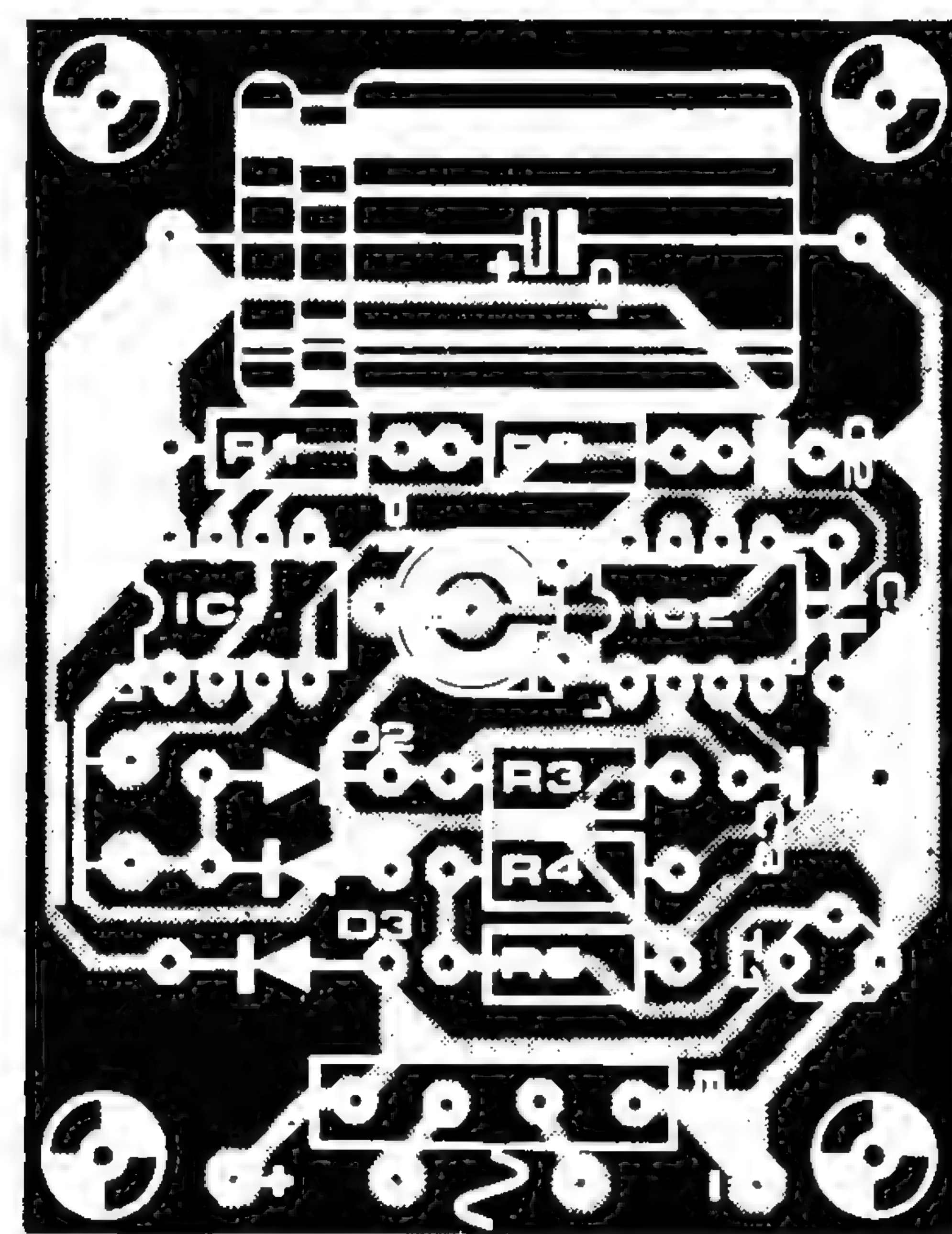


Figura 5. Circuito impreso y distribución de componentes del timbre sensorial.

Lista de componentes:

Resistencias:
R1 = 100 k
R2 = 330 k
R3 = 10 M
R4 = 56 k
R5 = 33 k
P1 = 1 M - ajustable

Condensadores:
C1 = 470 μ/25 V
C2 = 10 p
C3 = 10 n
C4 = 22 n

Semiconductores:
D1,D2 = DUS
D3 = 1N4001
B1 = B40C500 (40 V 500 mA)
T1 = BC 517
IC1,IC2 = 7555

Varios:
sensor indicado en la figura 2
timbre o zumbador (ver texto)
transformador 8V (la intensidad depende del timbre elegido)

adecuado, siguiendo las indicaciones dadas en la figura 2. Los cables de conexión entre el sensor y el circuito impreso principal deben ser lo más cortos que sea posible.
El transistor Darlington T1 es capaz de conmutar hasta 250 mA, suficiente para la mayor parte de los timbres y zumbadores comerciales. En casos excepcionales, puede sustituirse T1 por un BD679, no obstante, esta modificación afectará también al puente rectificador que se sustituirá por otro que soporte mayor intensidad.
La figura 3b sugiere una forma de instalar el circuito dentro de un conjunto alimentado con corriente alterna. Algo semejante nos encontramos en la figura 3c, aunque con la salvedad de que la alimentación es en corriente continua y procede de una pila o batería.
Una posibilidad original y atractiva es la que proponemos en la figura 4. Se trata de asociar el montaje de este artículo con la caja de música descrita en el pasado número de septiembre, lo que les permitirá recibir a las visitas con una de las 27 melodías musicales: desde la «quinta de Beethoven» a «Oh Sole Mio» pasando por la «Marsellesa».
Por último, habrá que adoptar algunas precauciones mínimas. El montaje hay que colocarlo al abrigo de la lluvia y de la humedad. Hay que asegurarse de que ningún elemento puentee las láminas de cobre del sensor. Esto hay que tenerlo muy en cuenta al fijar el sensor a la puerta... ¡o al elegir el tipo de puerta adecuado!.



construcción y ajuste

el vocoder de Elektor (y 2)

El mes pasado expusimos los principios básicos del vocoder de Elektor. El modo de funcionamiento del equipo se evidencia con claridad al examinar los diagramas de bloques y los esquemas circuitales detallados; la confirmación práctica se obtendrá al construir el instrumento. Este último punto va a constituir el objeto del presente artículo que muestra cada uno de los circuitos impresos y disecciona las sucesivas operaciones de montaje y ajuste. Durante la etapa de diseño, no se han regateado esfuerzos en orden a facilitar la realización de este proyecto por parte del aficionado. La abundancia de explicaciones relativas a detalles de construcción, están destinadas a proporcionar al lector el soporte técnico necesario.

Para empezar, nos gustaría hacer una pequeña rectificación. En nuestro artículo precedente les anunciamos que los circuitos impresos para la construcción del equipo ascendían a doce. Pues bien: pecamos por defecto. La amplitud del cableado que une las doce placas alcanza tal magnitud que nos ha decidido a diseñar una tarjeta de bus. No obstante, dada la excesiva longitud que debería poseer esta tarjeta nos ha parecido oportuno fraccionarla en dos partes, observando las dimensiones máximas autorizadas para paquetes postales. A excepción de la alimentación, los restantes circuitos impresos se ensamblan sobre los conectores de las dos tarjetas de bus que están dispuestas longitudinalmente en la zona posterior de la caja. El sistema de interconexión a través de bus facilita tanto la construcción como la eventual sustitución de tarjetas.

Alimentación

Antes de lanzarnos al montaje de los diversos circuitos es prioritario que nos ocupemos de la fuente de alimentación. Sobre la figura 1 observamos que el circuito es tan simple que no exige profundas explicaciones. La tensión simétrica de ±15V se obtiene de forma elemental por medio de dos reguladores integrados (IC19 e IC20). El consumo no excede de 200 mA en total, de tal forma que los 400 mA entregados por el transformador son más que suficientes. Naturalmente, es posible utilizar un transformador que entregue mayor intensidad, a condición de que se coloque en la parte de atrás de la caja; esta precaución nos permitirá incluir posteriores ampliaciones sin tener que alterar la alimentación.

Para la polarización de los OTA es necesario una tensión de alimentación simétrica de ±5V. Tal como aparece en la figura 1b, las tensiones de ±5V se obtienen de la alimentación estabilizada de ±15V por medio de dos reguladores de tensión integrados (IC21, IC22). Los dos electrolíticos de tántalo C86 y C87, así como los condensadores de 100n (C84 y C85), son componentes determinantes en este tipo de regulador ya que eliminan su tendencia a oscilar de forma espontánea.

El circuito impreso de alimentación queda reflejado en la figura 2; admite todos los componentes del circuito de la figura 1a. La alimentación de ±5V (fig. 1b) va montada sobre la tarjeta de bus.

Un nuevo elemento

Hay otro punto que merece un comentario especial. Ha suscitado dudas suficientes como para atraer la atención de numerosos lectores.

Justo antes de editar el número anterior, nuestros diseñadores propusieron un pequeño, aunque útil, complemento. En el último minuto se incluyó en los esquemas de los circuitos del filtro paso-alto y del módulo de entrada/salida (ver artículo «el vocoder de Elektor (1)» figuras 5 y 6). Sin embargo, no nos fue posible hacer mención explícita en el texto, debido a que estuvimos absolutamente ocupados averiguando si nos estaba «permitido» incluirlo. El disgusto procedía de que nuestro maravilloso

1

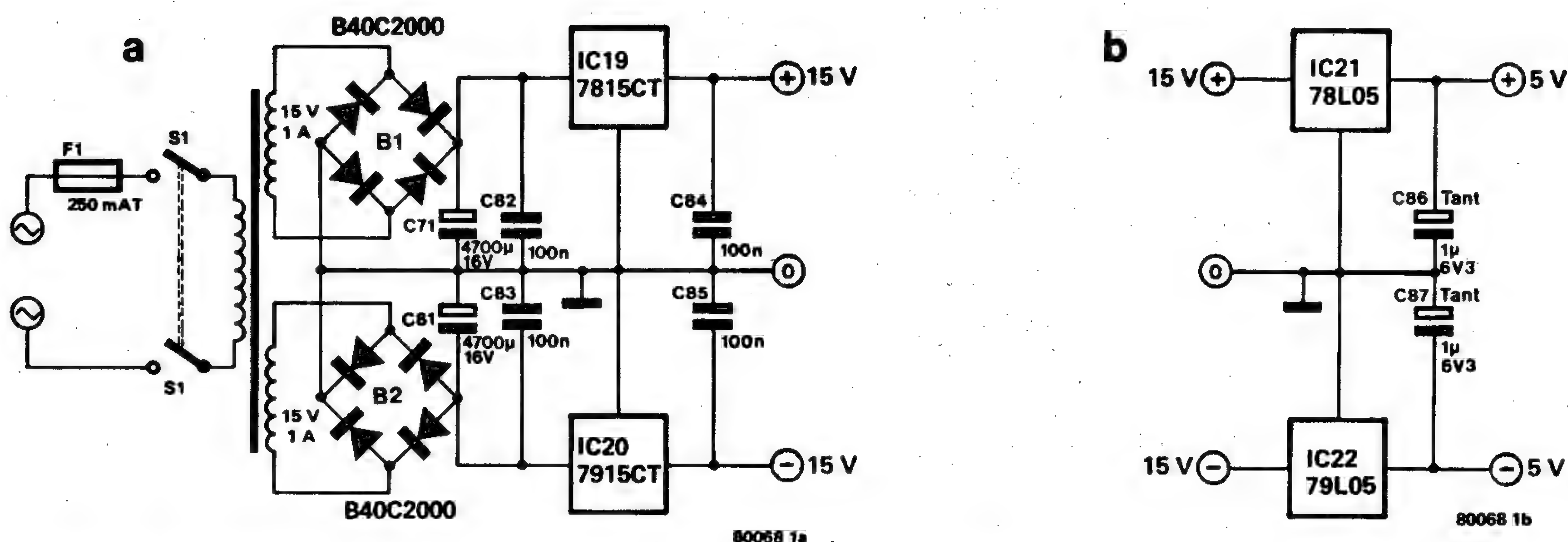


Figura 1. Fuente de alimentación del vocoder. Su circuitería es muy simple aunque suficiente por el momento. En vista a posteriores ampliaciones puede utilizarse un transformador capaz de proporcionar mayor intensidad.

Lista de componentes de la figura 2 (fuente de alimentación)

Condensadores:
C71,C81 = 4700 µ/40 V
C82 . . . C85 = 100 n

Semiconductores:
B1,B2 = puente rectificador B40C2000
IC19 = 7815 CT
IC20 = 7915 CT

Varios:
transformador de red 2 x 15 V o 2 x 20 V/400 mA
S1 = interruptor de alimentación
fusible lento de 250 mA

2

80068-5

Figura 2. Tarjeta de circuito impreso de la fuente de alimentación. Como se indica en el texto, incorpora únicamente la alimentación de ±15V. La zona de ±5V se monta sobre la propia tarjeta de bus.

3

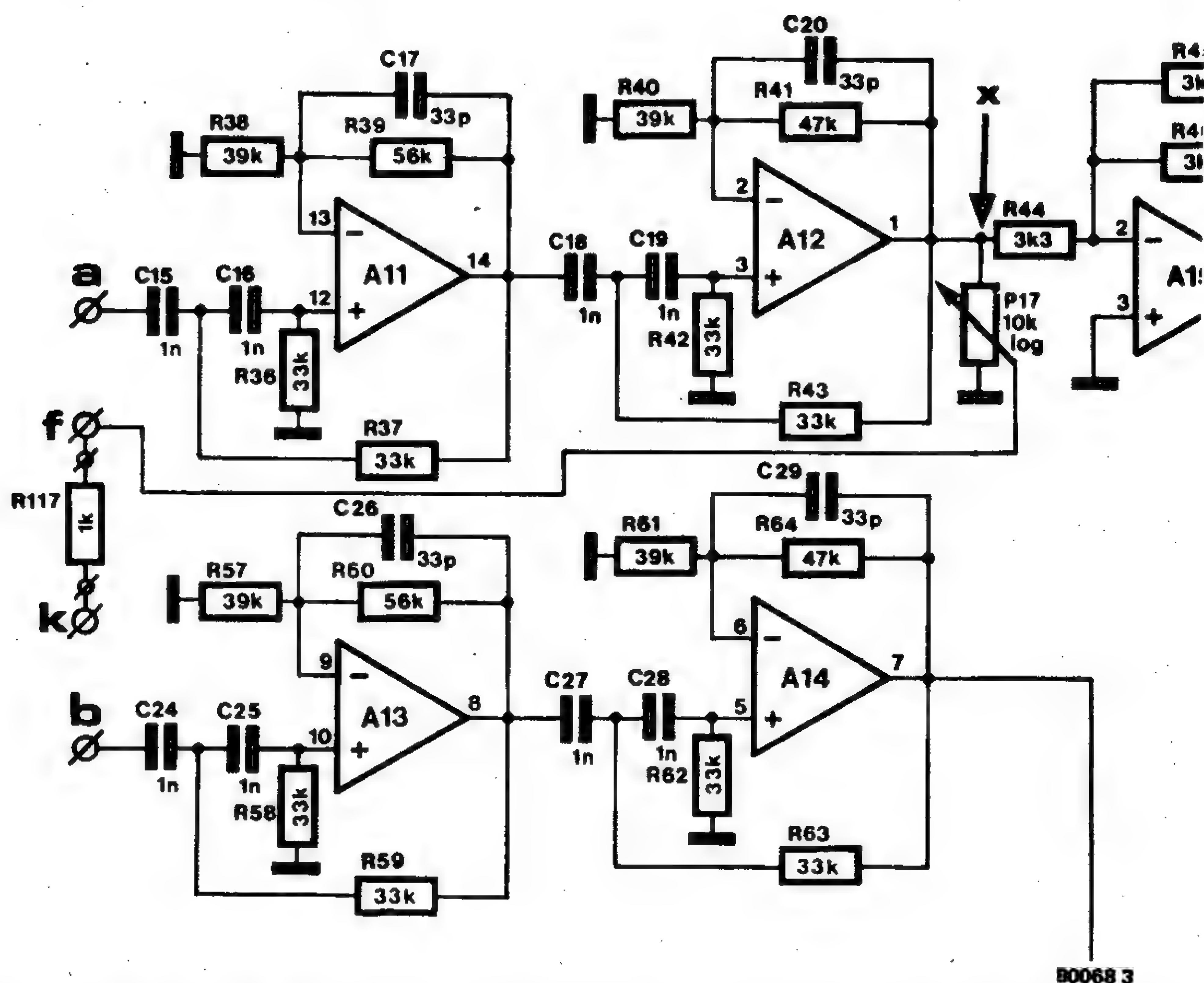


Figura 3. Esquema parcial del circuito de filtro paso-alto. La inclusión de P17 y R117 permite superponer una pequeña fracción de la señal vocal de entrada sobre la señal final de salida. Esta «dosificación» de las altas frecuencias es muy útil dado que la señal portadora está desprovista de este tipo de componentes.

«complemento» estaba en trámite de ser patentado por Bode. Cuando el número fue confiado a la impresión, estábamos todavía tratando de averiguar en que medida este hecho podía tener influencia en nuestros proyectos (afortunadamente, parece que ninguna). Por todo ello, algunos detalles del circuito serán omitidos en el texto. Este es un incidente trivial en la industria, no obstante, creemos que está fuera de lo usual en una revista técnica como la nuestra, preocupada por su responsabilidad ante los lectores. Sea como fuere, les presentamos nuestras disculpas.
¿De qué complemento se trata?. La figura 3 del presente artículo reproduce una parte del esquema del filtro paso-alto. En él se detecta la presencia de un potenciómetro P17 y una resistencia en serie R117. La idea de base se evidencia si observamos que el extremo inferior de esta resistencia está conectado a la segunda entrada «k» del amplificador sumador (ver 1.ª parte, figura 6). Una fracción de la señal presente en la salida del filtro paso-alto (A11, A12) se toma por medio de P17 y se suma «sin vocodificación» a la señal de salida final.
Con este procedimiento es posible disimular, dentro de un cierto margen, la ausencia del detector de sonidos sordos/sonoros y del generador de ruido asociado. El margen es tan notable que los resultados se revelan como sorprendentemente buenos. Cuando las componentes de alta frecuencia se ausentan de la señal portadora, la proporción de «señal de reemplazamiento» necesaria para la articulación de los sonidos «silbantes» sordos es insuficiente. Con la ayuda de este pequeño suplemento podemos añadir a la señal de salida las componentes de alta frecuencia presentes en la señal vocal de origen. La dosificación apropiada corre a cargo de P17. La experiencia nos demuestra que, a menudo, este método mejora considerablemente la inteligilibidad de la señal vocodificada.
En la placa de los módulos de filtro se ha reservado el espacio necesario para el montaje del potenciómetro P17. La conexión de masa y la del cursor («f») están ambas en un extremo de la placa; el punto activo del potenciómetro está conectado a una pista complementaria «x» situada en el lado de cobre de la tarjeta de bus. La resistencia R117 se monta sobre la propia tarjeta de bus. Por último, la conexión entre el otro extremo de R117 y la entrada del amplificador sumador (puntos «K») está canalizada por otra pista de cobre de la placa bus.

Circuitos impresos de los filtros y del módulo de entrada/salida

Repetir de nuevo la descripción de los diversos circuitos sería una tarea molesta y un tanto aburrida; nos parece más oportuno sugerirles que abran el número anterior de la revista y recurran al primer artículo dedicado al vocoder cada vez que sea necesario. Suponemos que esto es cosa hecha y que tienen a la vista el artículo «el vocoder de Elektor (1)». La figura 2 del mismo presenta el diagrama de bloques de cada unidad de filtro, mientras que las figuras 3, 4 y 5 ilustran los circuitos completos específicos de los filtros paso-banda, paso-bajo y paso-alto. En el mencionado texto se estableció la adopción del sistema modular para construir el vocoder: una placa de circuito impreso para cada unidad de filtro completa. De acuerdo a esta directriz, nuestro diseñador de circuitos impresos realizó una tarjeta universal, adaptable al montaje de los tres tipos de filtros: paso-banda, paso-bajo y paso-alto. La figura 4 del presente artículo muestra el trazado de las pistas de cobre de la tarjeta universal, mientras que la figura 5 detalla la distribución de los componentes en las tarjetas de los filtros paso-banda (figura 5a), del filtro paso-bajo (figura 5b) y del filtro paso-alto (figura 5c). Cada gráfico de distribución de componentes está acompañado de la correspondiente lista de material. En la tabla 1 se da la lista de valores de los condensadores C1 a C11 para los ocho filtros paso-banda. Esta tabla figuraba ya en la primera parte del vocoder (Elektor N.º 18), si bien, por razones de comodidad, la reproducimos en este artículo junto a las restantes listas de componentes. Los más observadores habrán reparado en que los condensadores de desacoplo de la fuente de alimentación (C73 a C76, los 8xC77 y los 8xC78 mostrados en las figuras 3, 4 y 5 de la primera parte) están ausentes de los circuitos impresos dados en los gráficos 5a, 5b y 5c de este segundo artículo. No vayan a alarmarse: todos estos componentes se montan sobre las placas de bus.
Veamos ahora el módulo de entrada/salida (circuito de la figura 6, primera parte). El trazado de su circuito impreso y la disposición de componentes aparece en la figura 6. Las dimensiones de la tarjeta coinciden con las propias de cada módulo de filtro (70x168 mm). El circuito de alimentación comparte también el mismo formato aunque, por el momento, no tenemos la intención de montarlo como módulo enchufable. Al igual que en las tarjetas de filtro, los condensadores de desacoplo del módulo de entrada/salida (C79 y C80) se montan sobre las tarjetas de bus.
La colocación de los componentes sobre las placas de circuito impreso no debe suponer dificultad alguna; por supuesto, siempre que no confundamos las diversas variantes que existen para los tres tipos de filtros. No hay que olvidar los puentes de cable a realizar en cada tarjeta; la serigrafía aporta las indicaciones adecuadas al respecto. Todas las conexiones entre placas se alinean en cada uno de los lados de menor dimensión. Uno de los extremos agrupa las conexiones que van a los componentes emplazados en la carátula frontal y el otro extremo recibe el conector para el acceso al bus.

Tabla 1

filtro paso-banda número	frecuencia central	gama de frecuencias	C1 . . . C8	C9	C10	C11
BPF 1	265 Hz	210 - 320	82 n	220 n	33 n	330 n
BPF 2	390 Hz	320 - 460	56 n	150 n	22 n	220 n
BPF 3	550 Hz	460 - 640	39 n	100 n	15 n	150 n
BPF 4	800 Hz	640 - 960	27 n	68 n	10 n	100 n
BPF 5	1200 Hz	960 - 1440	18 n	47 n	6n8	68 n
BPF 6	1770 Hz	1440 - 2100	12 n	47 n	6n8	68 n
BPF 7	2650 Hz	2100 - 3200	8n2	47 n	6n8	68 n
BPF 8	3900 Hz	3200 - 4600	5n6	47 n	6n8	68 n

Tabla 1. Valores de los condensadores C1...C11 para las ocho unidades de filtro paso-banda.

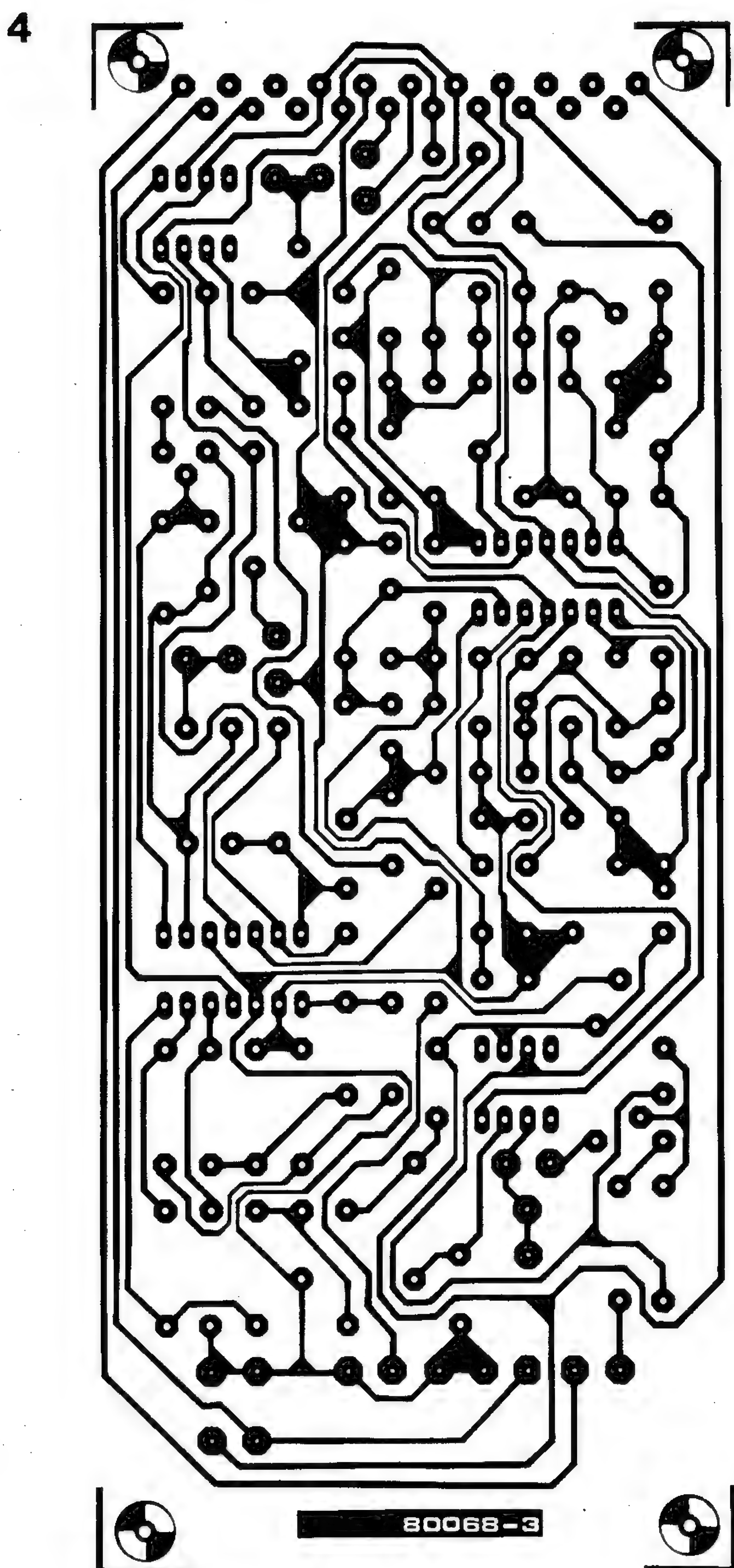


Figura 4. Trazado de las pistas de cobre de la tarjeta universal de filtro.

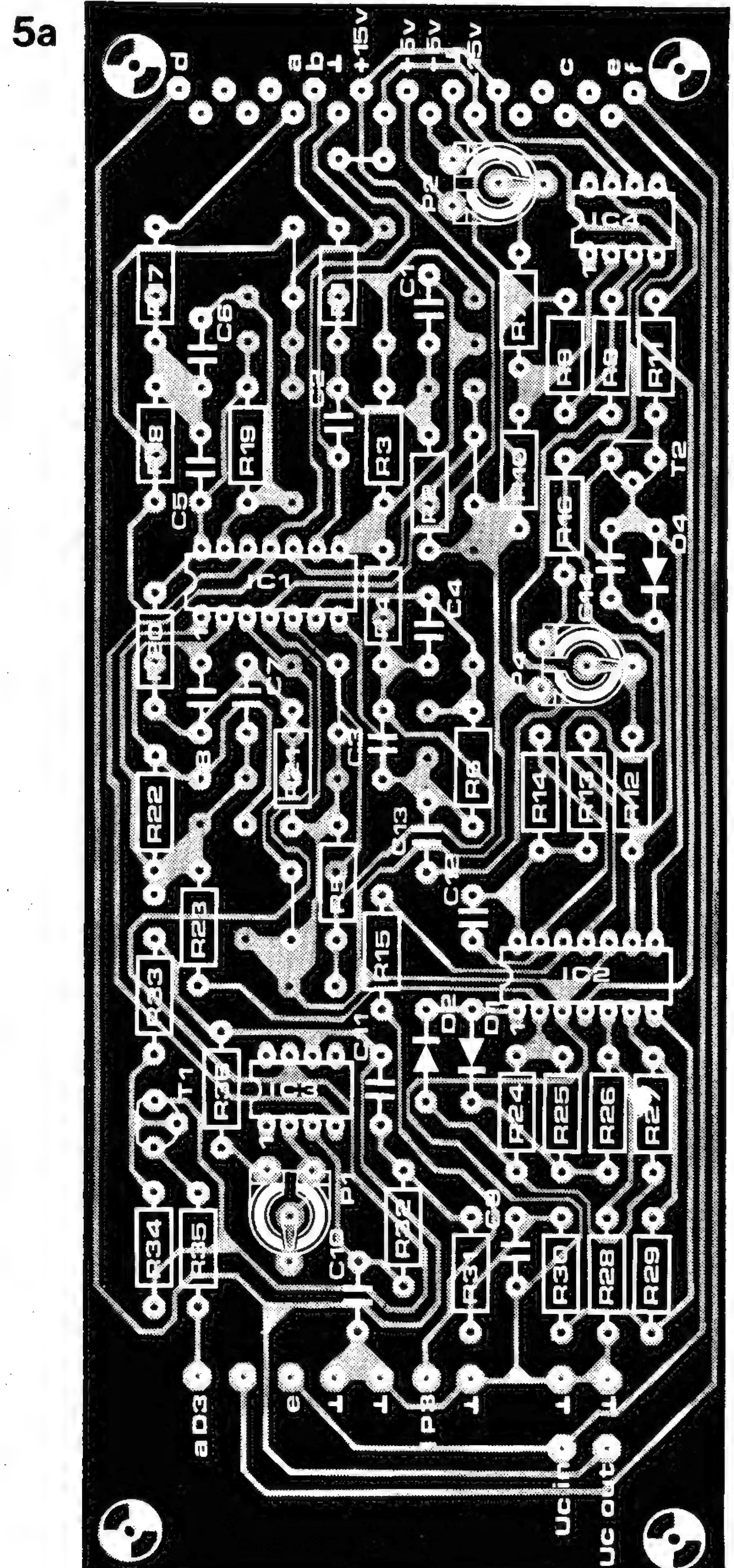


Figura 5. Tres variantes de disposición de componentes sobre la tarjeta de filtro: **filtros paso-banda (fig. 5a), filtro paso-bajo (fig. 5b) y filtro paso-alto (fig. 5c).**

En el caso particular de las tarjetas de filtro, el extremo anterior agrupa las conexiones para las tensiones de control, identificadas con la notación Uas y Uac (puntos «d» y «e» del circuito), la salida hacia el LED y las uniones con los potenciómetros de control de la tensión Uc in (8xP3, P7, P11). La zona opuesta de la tarjeta agrupa las conexiones «internas», esto es, las entradas de la señal vocal y portadora (puntos «a» y «b»), la salida de la señal «vocodificada» (punto «c»), las conexiones de alimentación y, en previsión de aplicaciones especiales (que más adelante describiremos), un segundo grupo de conexiones para tensiones de control (Uas y Uae).
De forma análoga, las conexiones de la placa de entrada/salida destinadas a los componentes localizados en la carátula frontal, aparecen en uno de los extremos: tomas de jacks de entrada/salida con los correspondientes potenciómetros de control de nivel

Lista de componentes para el circuito de la figura 5a (filtro paso-banda)

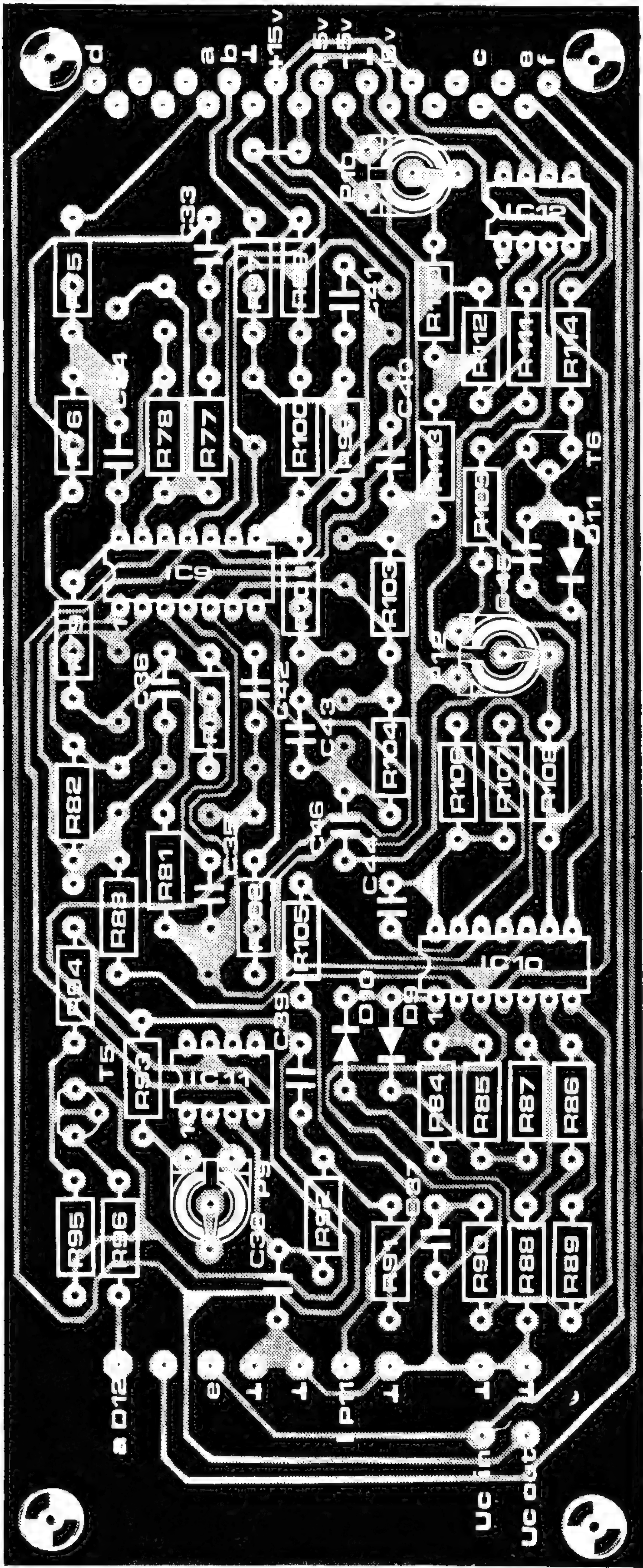
Resistencias:
R1,R17,R30 = 10 k
R2,R18 = 680 Ω
R3,R7,R19 = 100 k
R4,R20 = 8k2
R5,R21 = 560 Ω
R6,R22 = 82 k
R8,R26 . . . R29,R31,R32 = 47 k
R9,R10 = 150 Ω
R11 = 4k7
R12 = 1 M
R13,R33 = 22 k
R14,R15 = 33 k
R16 = 15 k
R23,R24,R25 = 3k3
R34 = 120 k
R35 = 1 k
R36 = 68 k

Condensadores:
C1 . . . C11 : (ver tabla 1)
C12 = 33 p
C13 = 180 n
C14 = 22 n

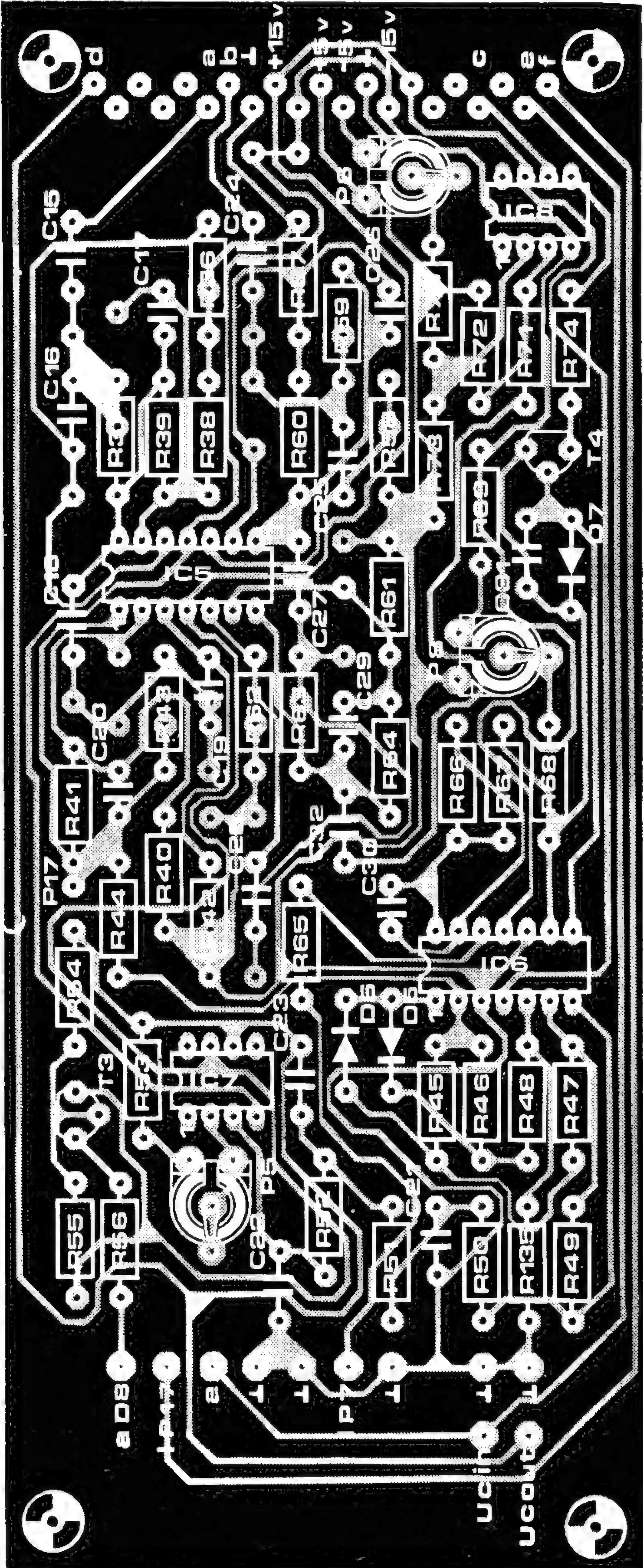
Semiconductores:
T1 = BC 547B
T2 = BC 557B
D1,D2,D4 = 1N4148
D3 = LED
IC1,IC2 = TL 084
IC3 = 741
IC4 = CA 3080

Varios:
P1 = 100 k ajustable
P2 = 25 k ajustable
P3 = 10 k lin.
P4 = 10 k ajustable
conector 21-pin (ver lista conjunta de componentes)

5b



5c



Lista de componentes del circuito de la figura 5b (filtro paso-bajo)

Resistencias:

R75,R76,R79,R80,R97,R98, R101,R102 = 27 k
R77,R82,R99,R104 = 150 k
R78,R100 = 180 k
R81,R95,R103 = 120 k
R83,R84,R85 = 3k3
R86 . . . R89,R91,R92, R111 = 47 k
R90 = 10 k
R93 = 68 k
R94,R107 = 22 k
R96 = 1 k
R105,R106 = 33 k
R108 = 1 M
R109 = 15 k
R110 = 100 k
R112,R113 = 150 Ω
R114 = 4k7

Condensadores:

C33 . . . C36, C40 . . . C43 = 33 n
C37 = 390 n
C38 = 47 n
C39 = 470 n
C44 = 33 p
C45 = 22 n
C46 = 180 n

Semiconductores:

T5 = BC 547B
T6 = BC 557B
D9,D10,D11 = 1N4148
D12 = LED
IC9,IC10 = TL 084
IC11 = 741
IC12 = CA 3080

Varios:

P9 = 100 k ajustable
P10 = 25 k ajustable
P11 = 10 k lin.
P12 = 10 k ajustable
conector 21-pin (ver lista conjunta de componentes)

Lista de componentes del circuito de la figura 5c (filtro paso-alto)

Resistencias:

R36,R37,R42,R43,R58,R59, R62,R63,R65,R66 = 33 k
R38,R40,R57,R61 = 39 k
R39,R60 = 56 k
R41,R47,R48,R49,R51,R52, R64,R71,R135 = 47 k
R44,R45,R46 = 3k3
R50 = 10 k
R53 = 68 k
R54,R67 = 22 k
R55 = 120 k
R56,R117 = 1 k
R68 = 1 M
R69 = 15 k
R70 = 100 k
R72,R75 = 150 Ω
R74 = 4k7

Condensadores:

C15,C16,C18,C19,C24,C25, C27,C28 = 1 n
C17,C20,C26,C29,C30 = 33 p
C21 = 47 n
C22 = 6n8
C23 = 68 n
C31 = 22 n
C32 = 180 n

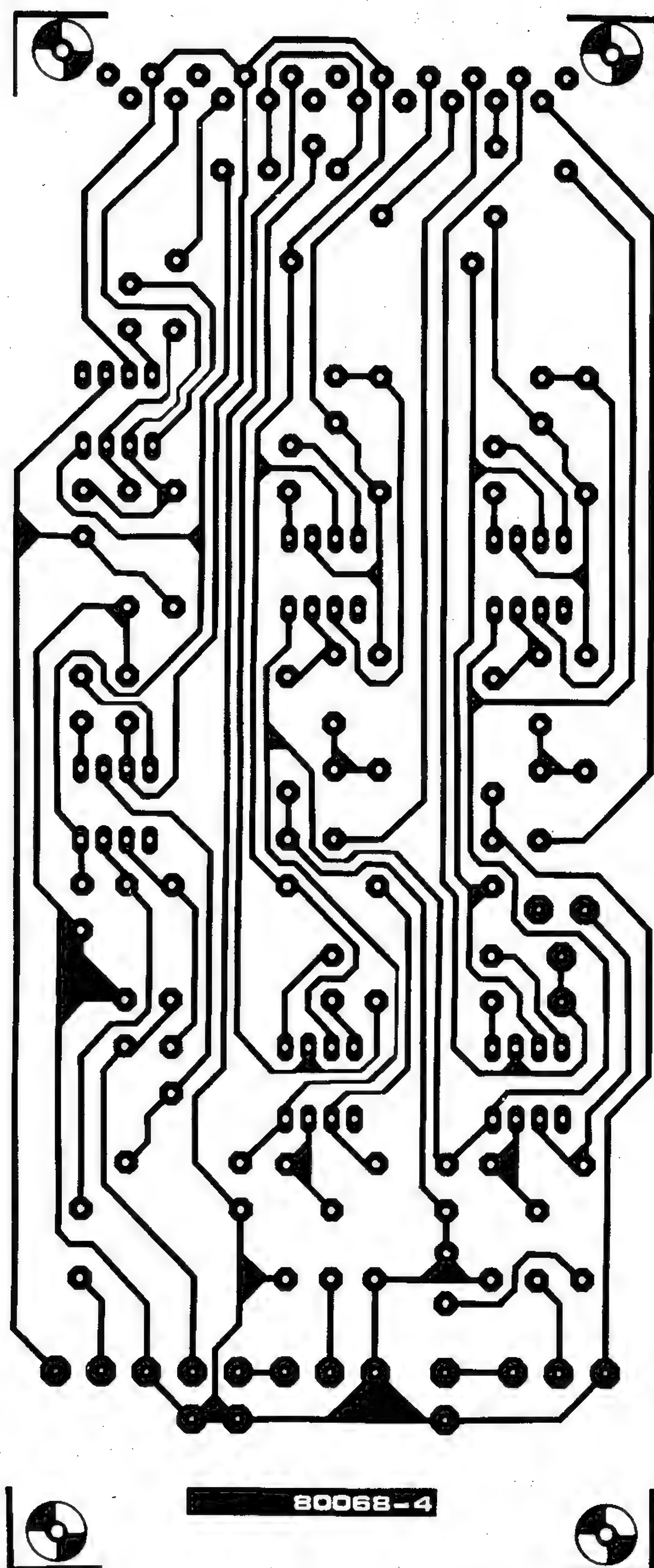
Semiconductores:

T3 = BC 547B
T4 = BC 557B
D5,D6,D7 = 1N4148
D8 = LED
IC5,IC6 = TL 084
IC7 = 741
IC8 = CA 3080

Varios:

P5 = 100 k ajustable
P6 = 25 k ajustable
P7 = 10 k lin
P8 = 10 k ajustable
P17 = 10 k log (ver texto)
conector 21-pin (ver lista conjunta de componentes)

6



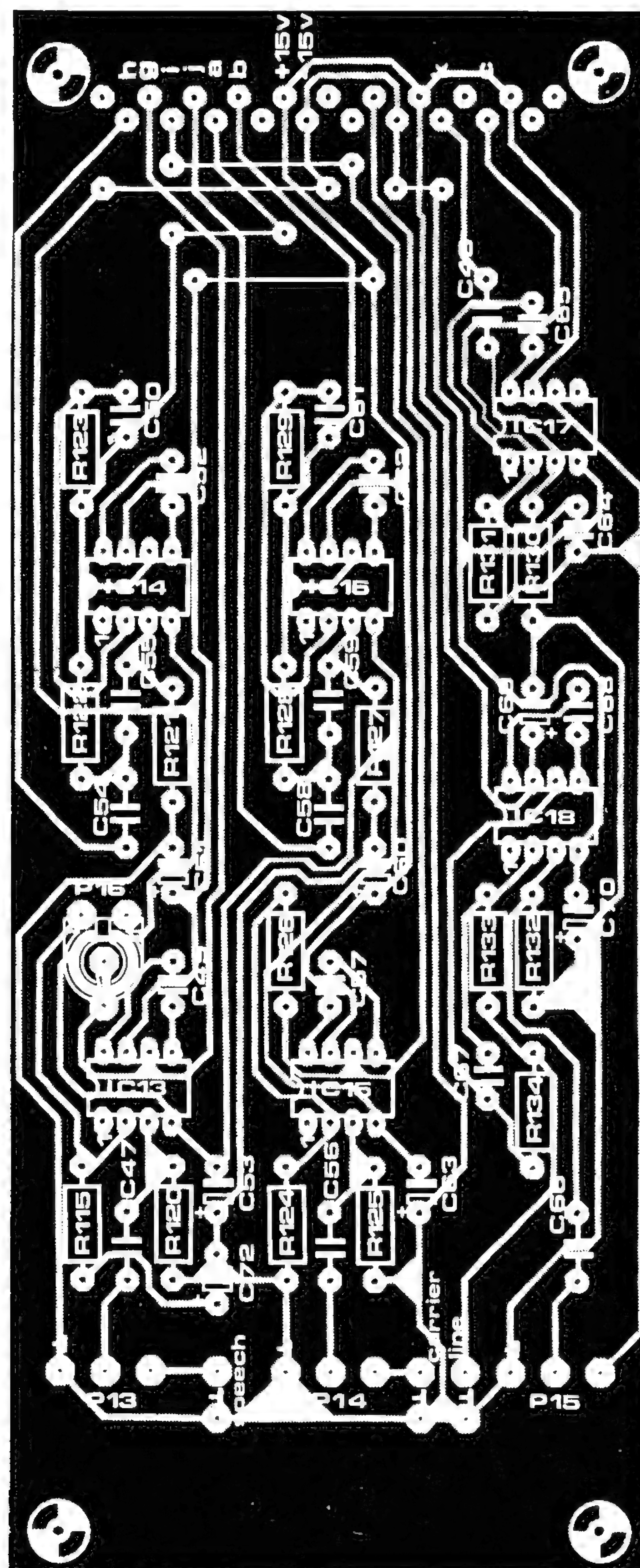


Figura 6. Placa de circuito impreso del módulo de entrada/salida.

Lista de componentes para el circuito de la figura 6 (módulo de entrada/salida)

Resistencias:

R115,R130 = 1 k
R120,R125 = 220 k
R121 . . . R124,R127,R128,
R129,R132,R13 = 100 k
R126 = 1 M
R131 = 47 k
R134 = 150 Ω

Condensadores:

C47,C56,C66 = 220 n
C48 = 100 n
C49,C50,C52,C57,C61,C62,
C64,C65,C67,C68 = 33 p
C51,C53,C60,C63,C69,
C70 = 10 μ/16 V tántalo
C54,C55,C58,C59 = 39 n
C72 = 22 μ/16 V tántalo

Semiconductores:

IC13 = TDA 1034NB, N ó NE5534N
IC14,IC15,IC16,
IC18 = TDA 1034B ó NE5534
IC17 = LM 301

Varios:

P13,P15 = 10 k log.
P14 = 100 k log.
P16 = 1 M ajustable
conector 21-pin (ver lista conjunta de componentes)

(P13, P14 y P15). El extremo del conector recibe las tensiones de alimentación y los puntos de entrada/salida internos «a», «b», «c» y «k».
La adopción de este método hace que cada circuito impreso constituya un módulo enchufable independiente. En el extremo posterior de cada tarjeta y sobre el lado de componentes se monta el conector de 21 contactos para acceso al bus. El panel frontal se fija en el extremo opuesto de cada placa; éste incorporará el (los) potenciómetro(s) de control, las hembras para jack y el LED. La figura 7 muestra el dibujo de una unidad de filtro completa y ensamblada, en la que aparecen incluso los componentes incorporados al panel frontal.
Si se quiere incluir la «dosificación» de las componentes de alta frecuencia reflejada en la figura 3, es evidente que habrá que preveer el montaje de un segundo potenciómetro en el frontal del filtro paso-alto. El panel frontal del módulo de entra-

7

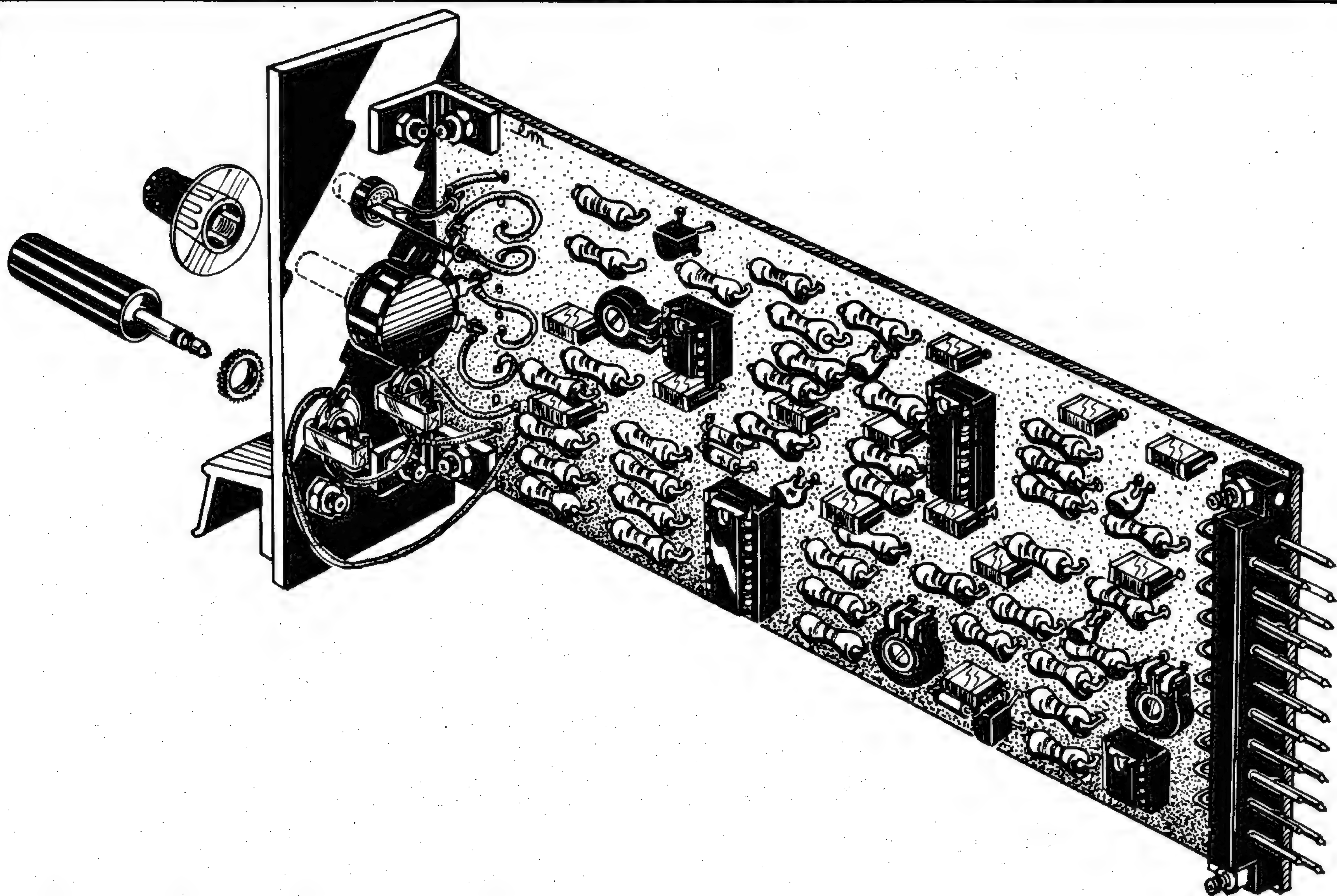


Figura 7. Unidad de filtro completamente ensamblada. No es necesario ningún tipo de cableado adicional ya que todas las conexiones se efectúan a través del conector de 21 contactos.

da/salida recibe una mayor densidad de componentes: tiene que admitir tres potenciómetros y tres hembras de jack de notable diámetro (de 6,3 mm). Estas últimas están destinadas, respectivamente, a la señal portadora, a la señal vocal de entrada y a la señal de salida vocodificada.

Interconexión modular

Ha llegado el momento de combinar el conjunto de circuitos impresos (ó módulos) para obtener un vocoder completo de 10 canales. El sistema de conexionado básico aparece en el diagrama de bloques de la figura 8 que muestra todos los módulos enchufables y la tarjeta de alimentación. Observamos que la tarjeta de bus representa un factor determinante y simplificador, sin ella el cableado sería enorme y embrollado.
Las letras a, b, c, d, e y k, incuidas en la figura 8, aparecen también sobre las diversas placas de circuito impreso y corresponden a las indicaciones que figuran en los esquemas del primer artículo dedicado al vocoder. Para simplificar el diagrama de la figura 8, la fuente de alimentación adopta la forma de un sólo circuito impreso asociado al transformador. Según hemos comentado anteriormente la alimentación de ±5V está instalada sobre la tarjeta de bus. P17 y R117 figuran, asimismo, en el diagrama de bloques, aunque no se montarán más que cuando se desee la posibilidad de insertar las componentes de alta frecuencia.
En el recuadro de trazo discontinuo, situado a la izquierda de la figura 8, se encuentran los puntos de conexión de las tensiones de alimentación, así como las dos líneas de conexionado sobre cuya naturaleza nos hemos mantenido discretos hasta ahora. Observamos que en conjunto ascienden a nueve puntos de conexión, localizados en la tarjeta de bus, a los que pueden acceder las patillas del conector. En un futuro próximo estas conexiones facilitarán la incorporación del detector de sonidos sordos/sonoros y del generador de ruido asociado. Este grupo de contactos incluye las tensiones de alimentación, de tal forma que el dispositivo podrá alimentarse a partir de la propia fuente del vocoder. Las líneas de conexión entre los dos pares de contactos coinciden con las representadas en el módulo de entrada/salida (figura 6 del primer artículo) justo en la salida de los amplificadores A31 y A33. Realmente, estas líneas existen ya en forma de pistas de cobre impresas sobre la placa. Cuando haya que añadir el detector de sonidos sordos/sonoros se eliminarán tales pistas para facilitar que las señales vocal y portadora puedan circular a través del módulo.
Por los comentarios hechos entorno a la tarjeta de bus, nos parece cuestión prioritaria ocuparnos de su descripción detallada. No hay que olvidar que se ha fraccionado en dos placas, tal como ya hemos mencionado, y que habrá que unirlas por medio de un mazo de cables. La figura 9 representa ambas zonas del circuito impreso, así como su distribución de componentes. A simple vista observamos que hay espacio suficiente entre los once conectores hembra de 21 contactos como para instalar la alimentación de ±5V, los condensadores de desacoplo y algunos otros componentes.
Un punto que aún no ha sido abordado (ni ilustrado en la figura 8 para no dar lugar a confusiones) es el hecho de que junto a cada conector hay dos conexiones para las tensiones de control Uae y Uas destinadas a cada módulo de filtro; se han añadido en previsión de posteriores ampliaciones. En un sistema completo, por ejemplo, puede ser útil efectuar las conexiones de la tensión de control a través de un circuito impreso que constituya una matriz de conexionado; con esta variante se podrán suprimir los cables enchufados a los paneles frontales. Los diversos módulos y las tarjetas de bùs se han concebido para adaptarse exactamente a un modelo de caja semejante al de la figura 10. Es perfectamente útil una caja tipo rack normalizado de 19 pulgadas (483mm), equipado con las guias necesarias para fijar las placas de circuito impreso. La longitud de 19 pulgadas permite el montaje de los once módulos respetando los intervalos que imponen las características de la tarjeta de bus ¡ésta no es precisamente una coincidencia accidental!. El transformador de red y la fuente de alimentación se montarán en la parte de atrás de la caja, tal como sugiere la figura 10. Para el conexionado entre la fuente y la tarjeta bus es conveniente utilizar un mazo de cable plano.
Las hembras de jack, situadas en los paneles frontales, serán de 3mm para las conexiones de las tensiones Uae y Uas y de un modelo de mayor diámetro (6,3 mm) para las señales de entrada y salida. Un grupo de cables flexibles, con un jack macho en cada extremo, permiten realizar todo el conexionado de las tensiones de control sobre el panel frontal. El interruptor de alimentación y el LED que indica la puesta en funcionamiento del equipo se montarán en el

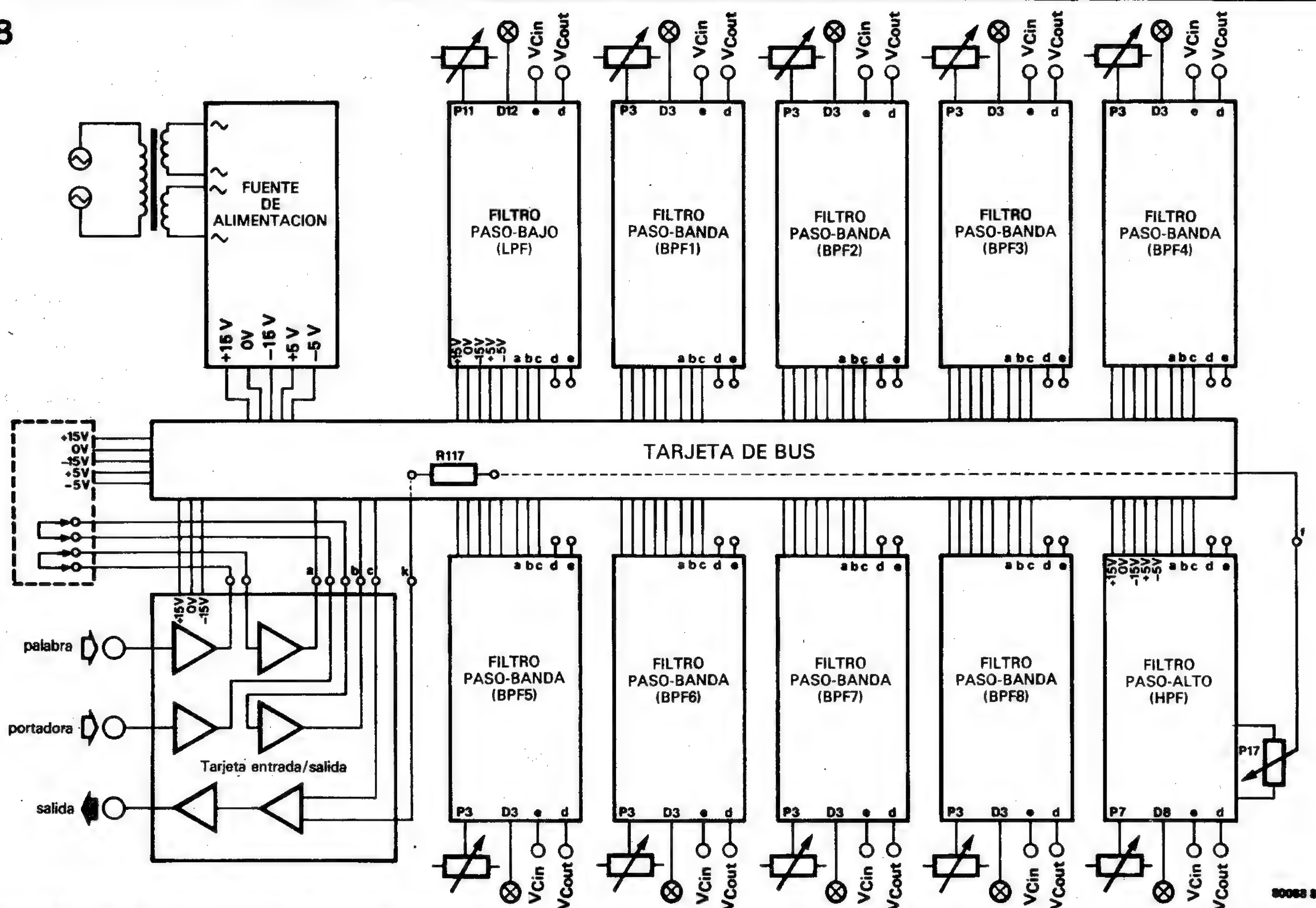


Figura 8. Diagrama de bloques del vocoder completo. Las indicaciones a, b, c, d, e y k corresponden con las utilizadas en los esquemas que aparecen en el primer artículo dedicado al vocoder. Esta notación está incluida también en las placas de circuito impreso. La notación Uc in y Uc out equivale a Uae y Uas.

frontal del módulo de entrada/salida. La figura 10 presenta una variante de esta disposición al emplear el contacto interruptor del potenciómetro P15. Esta posibilidad no es muy aconsejable debido a que el aislamiento eléctrico entre el interruptor y el potenciómetro no es ni mucho menos perfecto, dando lugar a la aparición de un desagradable zumbido.

Procedimiento de ajuste

Sin lugar a dudas, cada uno de Vds. tiene todavía delante el primer artículo dedicado al vocoder en el que figuran los esquemas teóricos. Esta es una medida prudente, ya que nos referiremos a los mencionados esquemas muy a menudo. Cada uno de los módulos de filtro se calibra por medio de tres potenciómetros ajustables. Esto significa que en cada módulo habrá que realizar tres ajustes distintos de acuerdo al procedimiento que indicamos.

1. Se empieza con el potenciómetro ajustable que fija la tensión de polarización aplicada a la entrada inversora del OTA de cada unidad de filtro, esto es: P2 para cada filtro paso-banda, P10 para el filtro paso-bajo y P6 para el filtro paso-alto. El objetivo del ajuste es garantizar que la tensión continua de polarización —tomada de la tensión de control en la salida de la sección analizadora, cuando está presente una señal vocal— no pueda canalizarse hacia la salida de señal «vocodificada». Dicho de una forma más elemental, esto significa que una señal presente en el punto «e» no tiene que poder llegar a la salida «c». Veamos como se lleva a cabo este ajuste.

• Utilizando cables de prueba se interconectan las hembras de jack IN y OUT del panel frontal.
• Todos los potenciómetros para el ajuste de la tensión de control, situados en los paneles frontales (8xP3, P7 y P11), se giran totalmente a la izquierda hasta que ofrezcan resistencia mínima, a excepción del potenciómetro que corresponde al módulo que hay que ajustar; éste se gira a tope hacia la derecha (control al máximo).
• En la entrada de «palabra» se aplica una señal de ruido de valor constante; basta simplemente con soplar uniformemente a través de un micrófono.
• El potenciómetro de ajuste de polarización del módulo correspondiente (por ejemplo P2, si se ajusta un filtro paso-banda) se retoca hasta conseguir que la señal de salida del vocoder sea de valor mínimo.

Si se dispone del equipo de medida el ajuste será más preciso. En lugar de soplar sobre el micrófono, se aplicará directamente una señal de prueba a la entrada Uae del módulo. Puede utilizarse, por ejemplo, una señal sinuosoidal de baja frecuencia (500Hz) o menos) superpuesta a una tensión continua fija. A continuación, la señal de salida del vocoder se visualiza en la pantalla de un osciloscopio y se ajusta el potenciómetro hasta que la señal de baja frecuencia de salida sea mínima.

Es probable que en determinados módulos sea imposible reducir el factor de interferencia a un nivel suficientemente aceptable. En semejante caso la culpa hay que achacársela al OTA. Hay algunos amplificadores de este tipo cuyo nivel de fuga, desde la entrada de control hacia la salida, es excesivo. La única solución viable es sustituir el integrado en cuestión.

2. La próxima etapa consiste en calibrar el potenciómetro ajustable del conversor tensión-corriente del OTA: P4 en los filtros paso-banda, P12 en el filtro paso-bajo y P8 en el filtro paso-alto. Este ajuste sirve para fijar al mismo nivel, en todos los módulos, el punto inicial de la tensión de control. El procedimiento se desarrolla como sigue:

• Se aplica la señal de prueba adecuada a la entrada «portadora»; por ejemplo, ésta puede ser un ruido blanco.
• A continuación, se introduce una tensión continua muy baja (alrededor de 200mV) a través de la entrada Uae del módulo en cuestión. La tensión de prueba puede tomarse de la alimentación de ±5V, por medio de una red atenuadora de relación 25/1 (por ejemplo, una resistencia de 22K en serie con una de 1K).
• El potenciómetro de control de nivel situado en el panel frontal del módulo (P3, P7 ó P11), se gira totalmente hacia la derecha.
• De inmediato se actúa sobre el potenciómetro de ajuste (P4, P8 ó P12) hasta lograr que aparezca una señal de salida, justamente a través de la salida principal.
• Si observamos que la tensión de prueba está situada fuera de la gama de ajuste de uno o varios módulos, será preciso aumentar o disminuir ligeramente su valor y repetir de nuevo el procedimiento de ajuste.

10

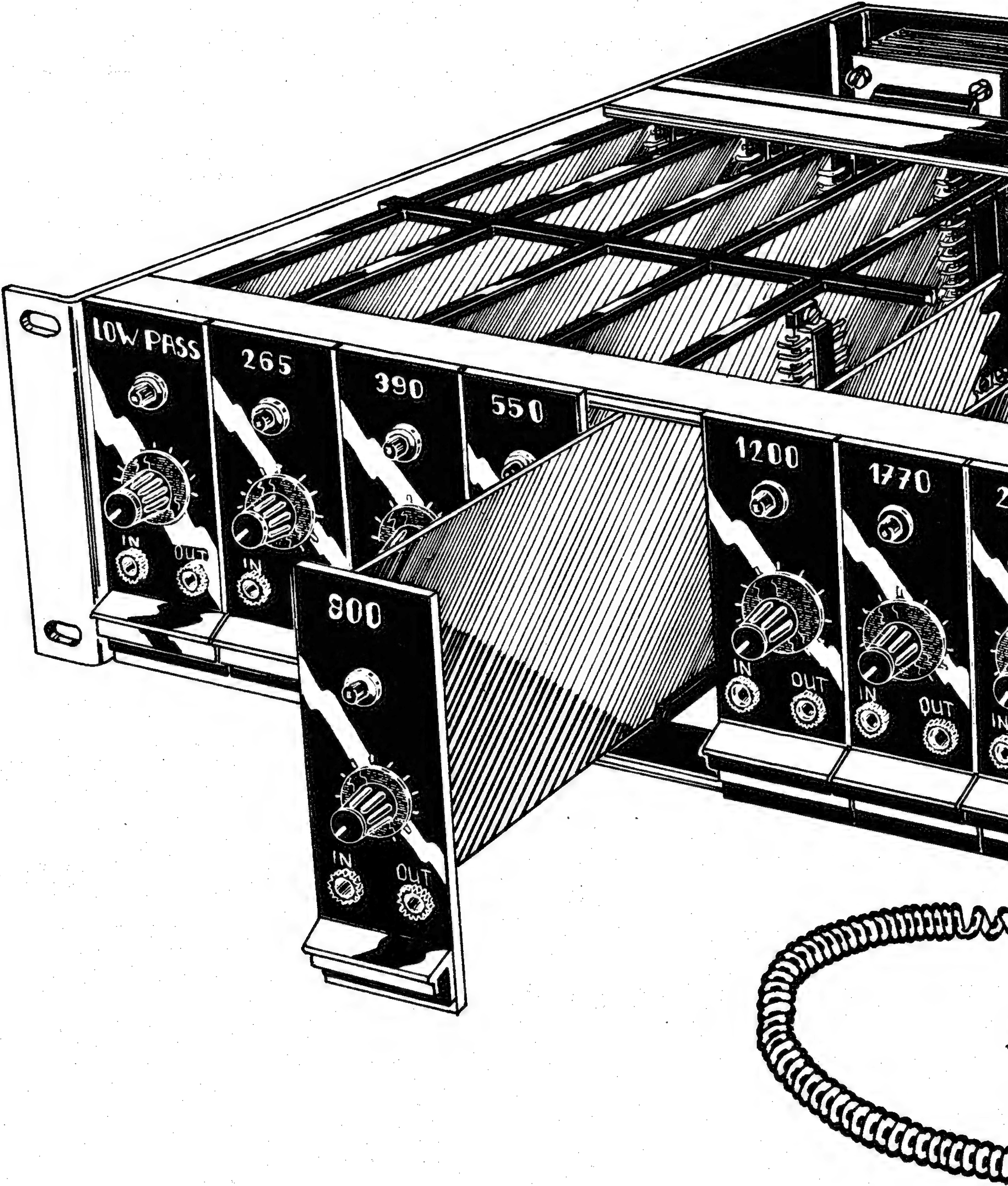
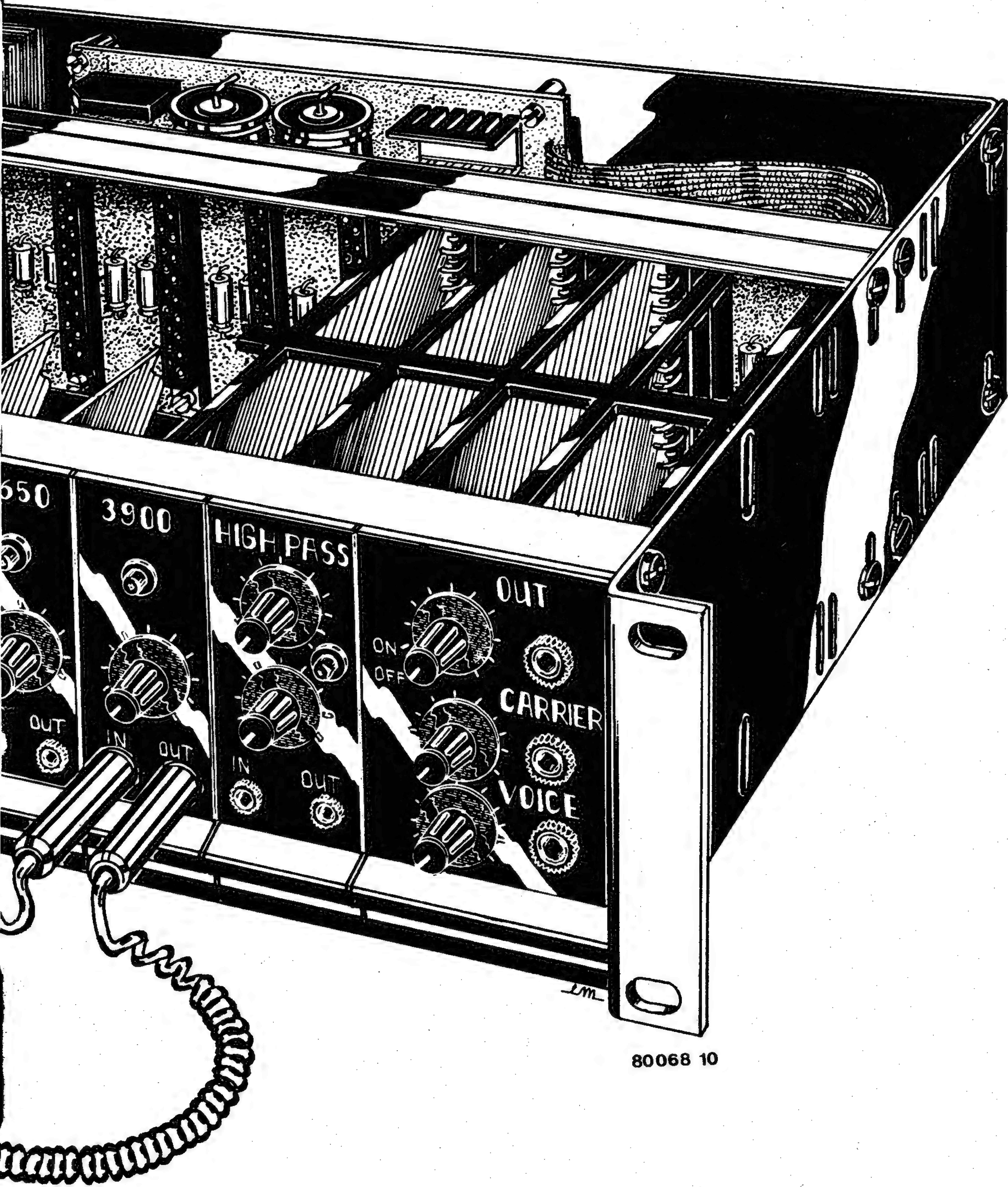


Figura 10. Todos los módulos se han diseñado para su montaje en una caja tipo rack de 19 pulgadas (483 mm). Los módulos enchufables abarcan por completo la superficie del panel frontal. El transformador y el módulo de alimentación se fijan en el panel posterior.



80068 10

9

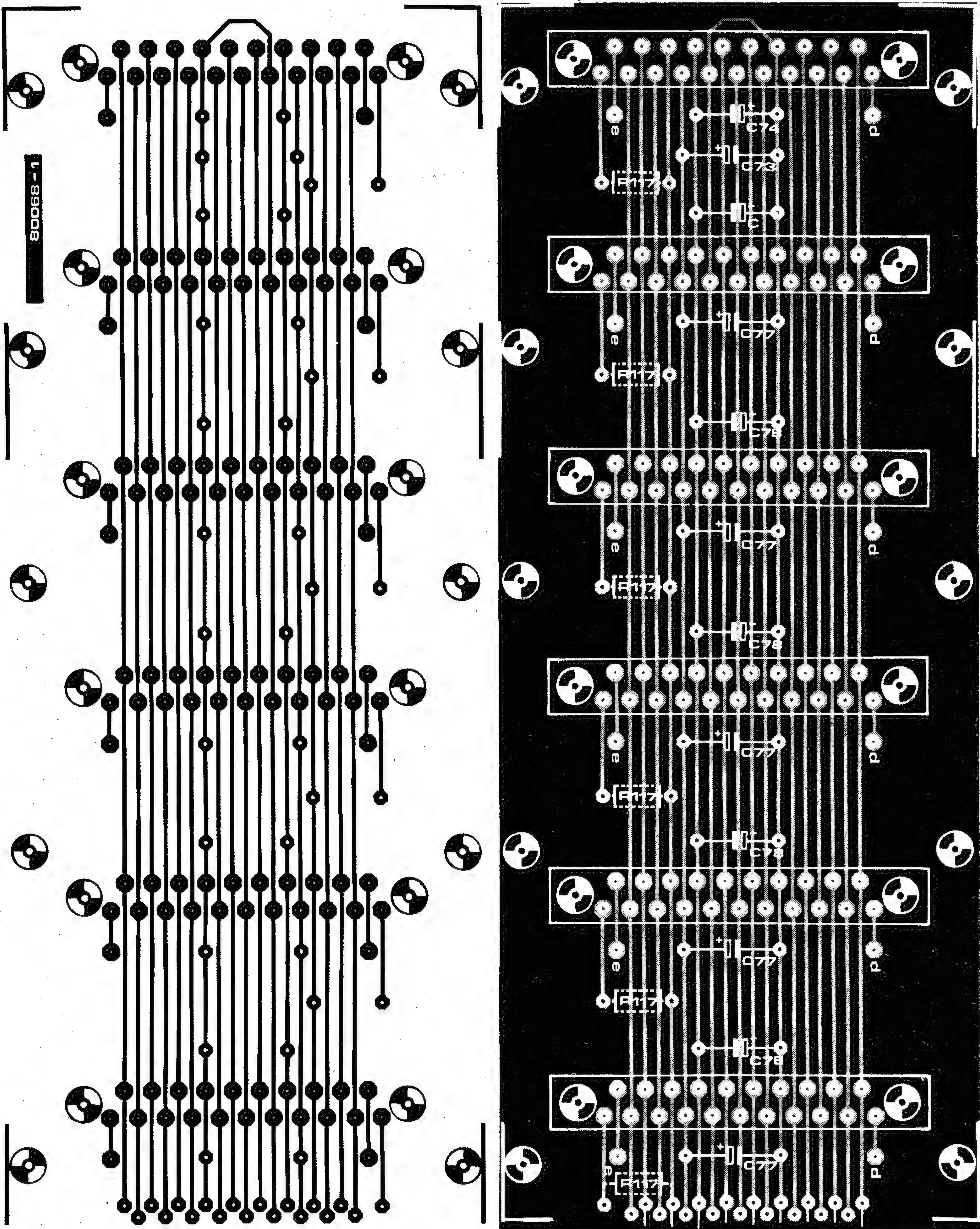


Figura 9. La tarjeta de bus está fraccionada en dos partes conectadas entre sí por medio de un mazo de cable plano. Esta tarjeta incluye los 11 conectores «hembra», la alimentación de ±5V, los condensadores de desacoplo y varios puntos de conexión para facilitar la incorporación de posteriores ampliaciones.

EPS.80068-2

C78 C77 R117 C78 C77 R117 C78 C77 R117 C78 C75 R117 C86 C87 IC21 IC22 +15v -15v a b c d e f g h i j

Lista de componentes para el circuito de la figura 9 (Tarjeta de bus)

Resistencias:

R117 = 1 k (ver texto)

Condensadores:

C73 . . . C76 = 10 μ/16 V

8 x C77 y 8 x C78 = 10 μ/16 V
C86,C87 = 1 μ/6V3 tántalo

Semiconductores:

IC21 = 78L05
IC22 = 79L05

Varios:

11 conectores «hembra» de 21-pin (ver lista conjunta de componentes)

Lista conjunta de componentes para el vocoder completo

Resistencias:

150 Ω	→ 21
560 Ω	→ 16
680 Ω	→ 16
1 k	→ 13
3k3	→ 30
4k7	→ 10
8k2	→ 16
10 k	→ 26
15 k	→ 10
22 k	→ 21
27 k	→ 7
33 k	→ 27
39 k	→ 4
47 k	→ 73
56 k	→ 2
68 k	→ 10
82 n	→ 8
100 n	→ 7
120 k	→ 12
150 k	→ 4
180 k	→ 2
220 k	→ 2
1 M	→ 11

Condensadores:

33 p	→ 24
1 n	→ 8
5n6	→ 8
6n8	→ 5
8n2	→ 2
10 n	→ 1
12 n	→ 8
15 n	→ 1
18 n	→ 8
22 n	→ 11
27 n	→ 8
33 n	→ 9
39 n	→ 10
47 n	→ 6
56 n	→ 8
68 n	→ 6
82 n	→ 8
100 n	→ 7
150 n	→ 2
180 n	→ 10
220 n	→ 5
330 n	→ 1
390 n	→ 1
470 n	→ 1
1 µ/6V3 tant.	→ 2
10 µ/16 V	→ 20
22 µ/16 V tant.	→ 1
4700 µ/40 V	→ 2
10 µ/16 V	→ 6

Potenciómetros:

Ajustables:

100 k	→ 10
25 k	→ 10
10 k	→ 10
1 M	→ 1

Lineales:

10 k	→ 10

Logarítmicos:

10 k	→ 3
100 k	→ 1

Semiconductores:

BC 547B	→ 10
BC 557B	→ 10
1N4148	→ 30
LED	→ 10
B40C2000	→ 2
TL 084	→ 20
741	→ 10
CA 3080	→ 10
TDA 1034 NB,N	→ 1
TDA 1034 B	→ 4
LM 301	→ 1
7815	→ 1
78L05	→ 1
7915	→ 1
79L05	→ 1

Varios:

transformador 2 × 15 V 400 mA	→ 1
interruptor bipolar red.	→ 1
jacks + hembras - 3 mm.	→ 20
jacks + hembras - 6,3 mm.	→ 3
conectores 21-pin Siemens tipo C42334-A54-A63 o tipo C42334-A54-A64	→ 11
conectores 21-pin: Siemens tipo C42334-A53-A608 o tipo C42334-A53-A8 o tipo C42334-A53-A407 o tipo C42334-A53-A408	→ 11

Rack VERO 19" o modelo equivalente:

chasis no.: 33.2200 B	→ 1
guía placa 114 mm 33.0438 A	→ 4
guía placa 101 mm 33.0437 F	→ 4

Circuitos impresos:

EPS 80068-1 + 2, (tarjeta bus)
EPS 80068-3, (10 placas filtro)
EPS 80068-4, (placa entrada/salida)
EPS 80068-5, (placa fuente de alimentación)

3. Por último, hemos llegado a la etapa de ajuste más fácil. Se trata en este caso de actuar sobre P1, P5 y P9 de los filtros paso-banda, paso-alto y paso-bajo, respectivamente. Estos ajustables determinan la tensión contínua de offset del filtro activo paso-bajo que constituye la última etapa de la sección analizadora de cada módulo.
En ausencia de señal de entrada (palabra), se retoca cada ajustable para que el módulo correspondiente entregue una tensión de salida Uas mínima.

Conclusión

Nos hemos reservado para el final del artículo una fotografía que de seguro no dejará de interesarles. Armados con un analizador de espectro y una buena dosis de paciencia nos dedicamos a grabar, por separado, cada una de las características de filtrado y reagruparlas todas sobre una misma fotografía. La figura 11 presenta el resultado de nuestro esfuerzo. A la izquierda de la fotografía aparece la característica del filtro paso-bajo y está seguida por la serie ordenada de las características de los ocho filtros paso-banda. Por último, en la zona derecha, se distingue la característica del filtro paso-alto.
Las ligeras diferencias en las amplitudes máximas están provocadas por las inevitables tolerancias distintas de los componentes que conforman cada módulo. En la práctica esta diferencia no tiene una repercusión apreciable, ya que puede compensarse con la ayuda de los potenciómetros de ajuste de las tensiones de control, situados en los paneles frontales.
Como podemos comprobar, los filtros aseguran un fraccionamiento muy regular de la banda de frecuencias de audio. El factor Q es prácticamente idéntico: no hay más que comprobar la gran igualdad en la dimensión de los diversos anchos de banda sobre la escala logarítmica de frecuencias.
No vayan a creer que con este último párrafo damos por zanjado el tema «vocoder»... ¡nada de eso!. El «qué, cómo y cuando» de los próximos artículos no está aún decidido con exactitud, por lo tanto, no vamos a hacer promesas. En cualquier caso, todos los que empiecen con el montaje del vocoder van a tener bien repletos sus momentos de ocio.

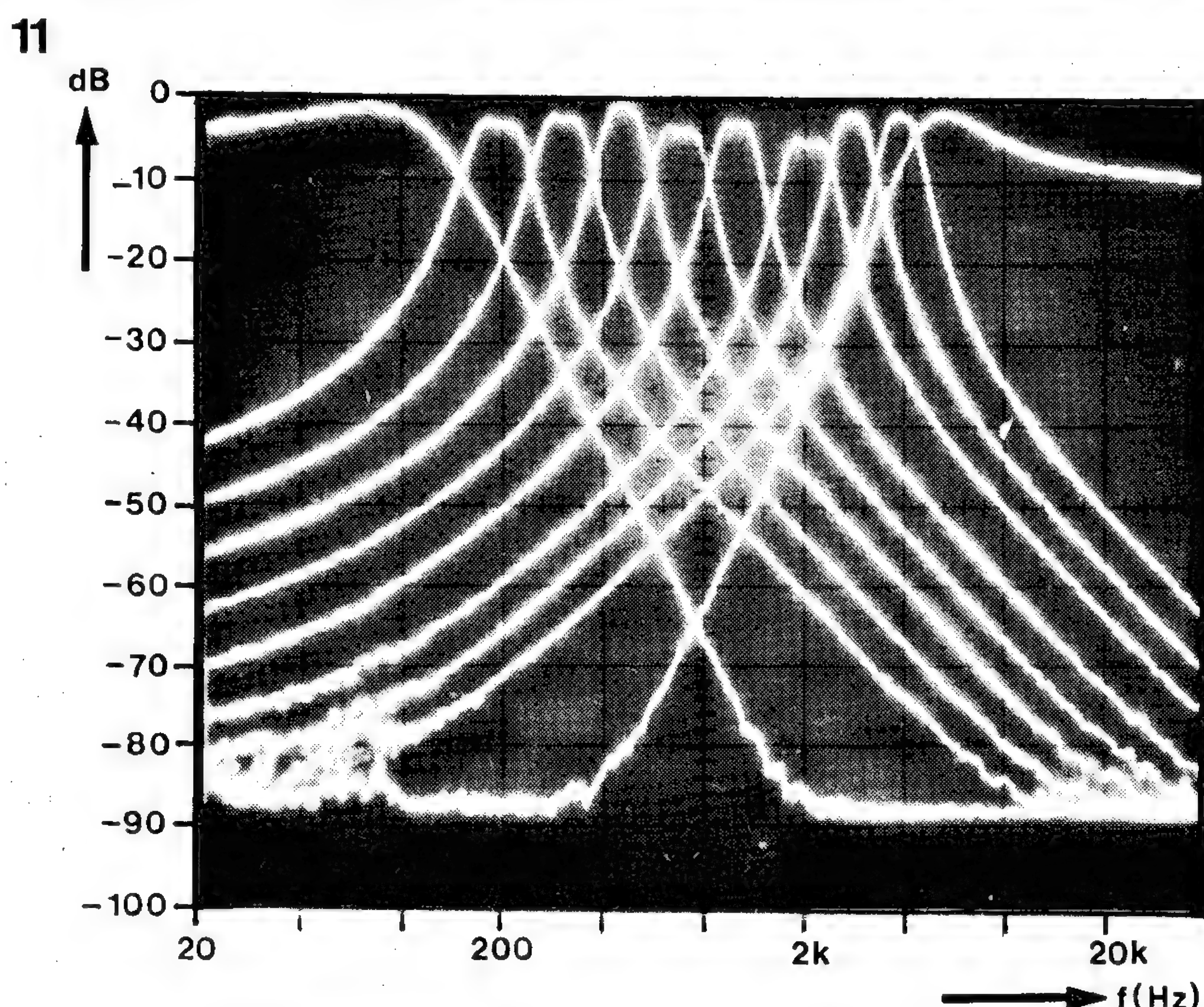
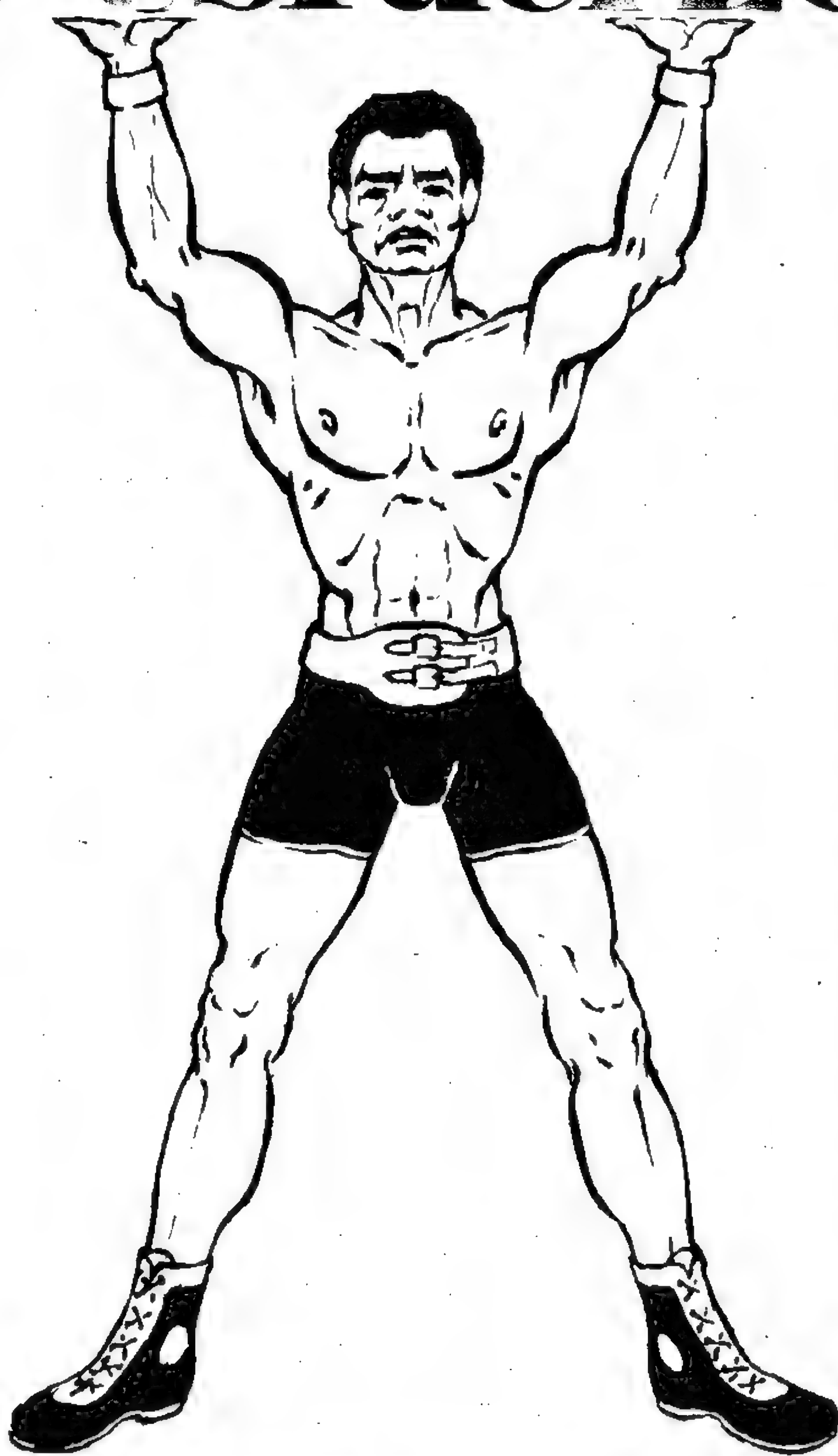


Figura 11. Todas las características de los filtros agrupadas en una fotografía.

medidor estático de esfuerzos



Son pocos los temas que no han sido abordados a través de los artículos de ELEKTOR, no obstante, el «medidor estático de esfuerzos» objeto de este artículo, pertenece a esta categoría. Los lectores interesados encontrarán en las siguientes páginas la descripción de un dispositivo —en esencia, un dinamómetro— con muy variadas y sorprendentes aplicaciones: medición de esfuerzo manual (para deportistas), medición de cargas en cables y, en general, cualquier tarea de pesado y evaluación de fuerzas.

El diseño en cuestión es un dispositivo destinado, en definitiva, a la medición de fuerzas, si bien, lo hemos catalogado como «medidor estático de esfuerzos». Todo esfuerzo aplicado sobre un determinado material se traduce en la deformación del mismo —cambio de forma o volumen— como resultado de la acción de una fuerza. En los materiales elásticos (por ejemplo, el acero) se manifiesta una relación lineal entre la fuerza aplicada y la subsiguiente deformación plástica. Esta relación queda establecida por la ecuación siguiente $\delta = \epsilon \cdot E$; en donde δ es la fuerza, ϵ es la deformación y E es un coeficiente denominado módulo de elasticidad (módulo de Young).
Cada material elástico está caracterizado por su propio y específico módulo de elásticidad que permanece constante dentro de un cierto margen de variación de la fuerza aplicada. Habida cuenta que la deformación es proporcional al esfuerzo aplicado, es perfectamente posible determinar uno de los parámetros conociendo el otro.
La gama de aplicaciones que admite el medidor de esfuerzos es marcadamente amplia. Puede prestar inapreciables servicios a los adeptos a las más diversas especialidades deportivas, en cuanto a que proporciona un control directo y cómodo de su nivel. También es perfectamente útil para la medida de esfuerzos en cables o en determinadas construcciones y, por último,es utilizable para aplicaciones de pesaje.
Tal como podemos observar en la figura 3 el circuito no presenta excesivas complicaciones. La señal eléctrica entregada por el transductor es amplificada y visualizada finalmente a través de una escala de diodos LED. Una rápida ojeada a la figura 3 pone en evidencia la simplicidad de la parte electrónica del montaje. El corazón del medidor de esfuerzos es el elemento transductor que no es otra cosa que el dispositivo sobre el que actuan las fuerzas a evaluar y sobre el que se mide el esfuerzo. Este elemento no puede adquirirse en el comercio, sino que debe construirlo el propio lector.

Galgas extensiométricas

El transductor consiste en una lámina del metal adecuado dotada de un taladro en cada extremo. La parte central es más estrecha que los extremos debido, ni más ni menos, a que en esta zona es donde se medirá la deformación del material.
La deformación plástica que sufre la pieza metálica se mide con un transductor un tanto especial, denominado «galga extensiométrica resistiva». En esencia, consiste en un muelle plano de hilo resistivo, cubierto por dos hojas de material plástico. El sensor se fijará solidamente a la lámina metálica que soporta los esfuerzos, de tal forma que al aplicar un esfuerzo de tracción, ambas piezas —galga y lámina metálica— sufran la misma deformación. Esta se traducirá en un aumento longitudinal de la lámina y del sensor y en una disminución de la sección transversal de ambas piezas. En definitiva, la galga extensiométrica sufrirá idéntica deformación que la lámina metálica a la que se encuentra adherida.
La figura 2 muestra el anverso y reverso de la lámina metálica. Podemos observar la presencia de un conjunto de galgas extensiométricas conectadas en puente. Es importante precisar que sólo se tienen en cuenta las variaciones resistivas de las galgas orientadas en sentido longitudinal (RSbc y RSad); las dispuestas transversalmente se emplean sólo para compensar la influencia de la temperatura. Una ventaja adicional del montaje en puente radica en que es insensible a cualquier flexión de la pieza en un plano transversal, permaneciendo el puente en estado de equilibrio.
El puente se alimenta con una tensión estabilizada. Las galgas soportan un corriente próxima a los 20 mA y dado que su resistencia es de aproximadamente 120 Ω , la tensión en los extremos del puente queda fijada en unos 5 V.

El circuito

El esquema eléctrico del medidor estático de esfuerzos aparece en la figura 3. Tal como adelantamos previamente, sus dimensiones son muy discretas.
La reducida tensión de salida del puente de medida debe ser considerablemente amplificada para que pueda visualizarse. La amplificación corre a cargo de dos circuitos integrados del tipo 747. Cada uno de ellos contine dos amplificadores operacionales semejantes al 741 (desde luego, es posible emplear cuatro chips 741 convencionales). Los operacionales A1 y B1 están configurados como adaptadores de impedancia, proporcionando una ganancia unidad y una elevada impedancia de entrada con objeto de no cargar al puente resistivo. Por su parte, A2 y B2 están conectados a modo de amplificadores diferenciales con una ganacia aproximada de 1.000, ajustable por medio de P2. En condiciones de reposo (ninguna fuerza aplicada al sensor) se ajusta P1 para lograr que la tensión de salida sea nula.
El visualizador adopta la forma de una columna de diodos LED, controlados por un circuito integrado ya conocido por el lector: el UAA170. De acuerdo al nivel de la tensión de entrada el UAA170 activará uno de los leds D3...D18. La entrada está protegida frente a tensiones negativas y frente a tensiones positivas de elevada amplitud por medio del diodo zener D2.
La fuente de alimentación es también muy simple. Las tensiones de + 12 V y -12 V para el amplificador y el visualizador las proporcionan dos reguladores integrados: un 7812 para la tensión positiva y un 7912 para la negativa. A su vez, la tensión necesaria para el puente se obtiene con la inclusión de dos resistencias (R9, R10) y un diodo zener D1.

Construcción

El circuito amplificador y visualizador puede montarse sobre una placa tipo «Ve-

roboard» o similar. La zona electrónica se resuelve así sin mayores problemas. No podemos decir lo mismo de la parte mecánica, mucho más complicada y que requiere del lector una buena dosis de «bricolage».
Las dimensiones del medidor de esfuerzos dependen del tipo de material empleado y del rango de medida que se desee obtener. Para conseguir la sensibilidad óptima, habrá que elegir un material caracterizado por una mayor deformación bajo condiciones de carga máxima. La tercera columna de la tabla muestra que, bajo este punto de vista, el material idóneo es el latón duro seguido, en orden de preferencia, por el duraluminio. La segunda columna de la tabla se emplea para calcular la sección efectiva del sensor (X x Y en la figura 2). Esta se obtiene dividiendo la fuerza máxima que se pretende medir por el esfuerzo máximo admisible tomado de la segunda columna de la tabla.
La relación entre las dimensiones X e Y puede elegirse arbitrariamente. No obstante, es necesario que X no sea inferior a 10 mm. debido al tamaño real de las galgas extensiométricas. Una segunda restricción es que la forma básica del sensor debe ser similar a la que muestra la figura 2. Los valores de R6 y P2 se han calculado teniendo en cuenta que el sensor es un lámina de duraluminio con una sección transversal de 20 mm^2.
En efecto, las galgas extensiométricas no son material corriente en el cajón de componentes del aficionado. Hay varios modelos comerciales. Para nuestra aplicación concreta sus dimensiones deben aproximarse a los 5 x 10 mm. Algunos de los tipos que se ajustan a las mencionadas características son, por ejemplo, el modelo EA-XX-250BG-120 de Micro Measurements, el 3/120 LY 11 de HBM y el PR9833 k/01 de Philips.

Ajuste

Con el sensor en estado de reposo —ninguna fuerza aplicada— se ajusta P1 hasta conseguir que se ilumine el primer LED de la escala. A continuación, suspenderemos del medidor un peso de magnitud conocida y se ajustará P2 hasta que se active el LED correspondiente; por supuesto este ajuste irá en función del rango de medida elegido.
Para conseguir que la escala de visualización actue con una buena sensibilidad y precisión, es conveniente recurrir a potenciómetros ajustables multivuelta para P1 y P2. Diversos factores pueden dar lugar a una ligera fluctuación del cero de la escala. Para solventarlo bastará con tomar la precaución, al construir el montaje, de dejar que el ajustable P1 sea accesible desde el exterior.

Bibliografía:
Linear Applications National

1

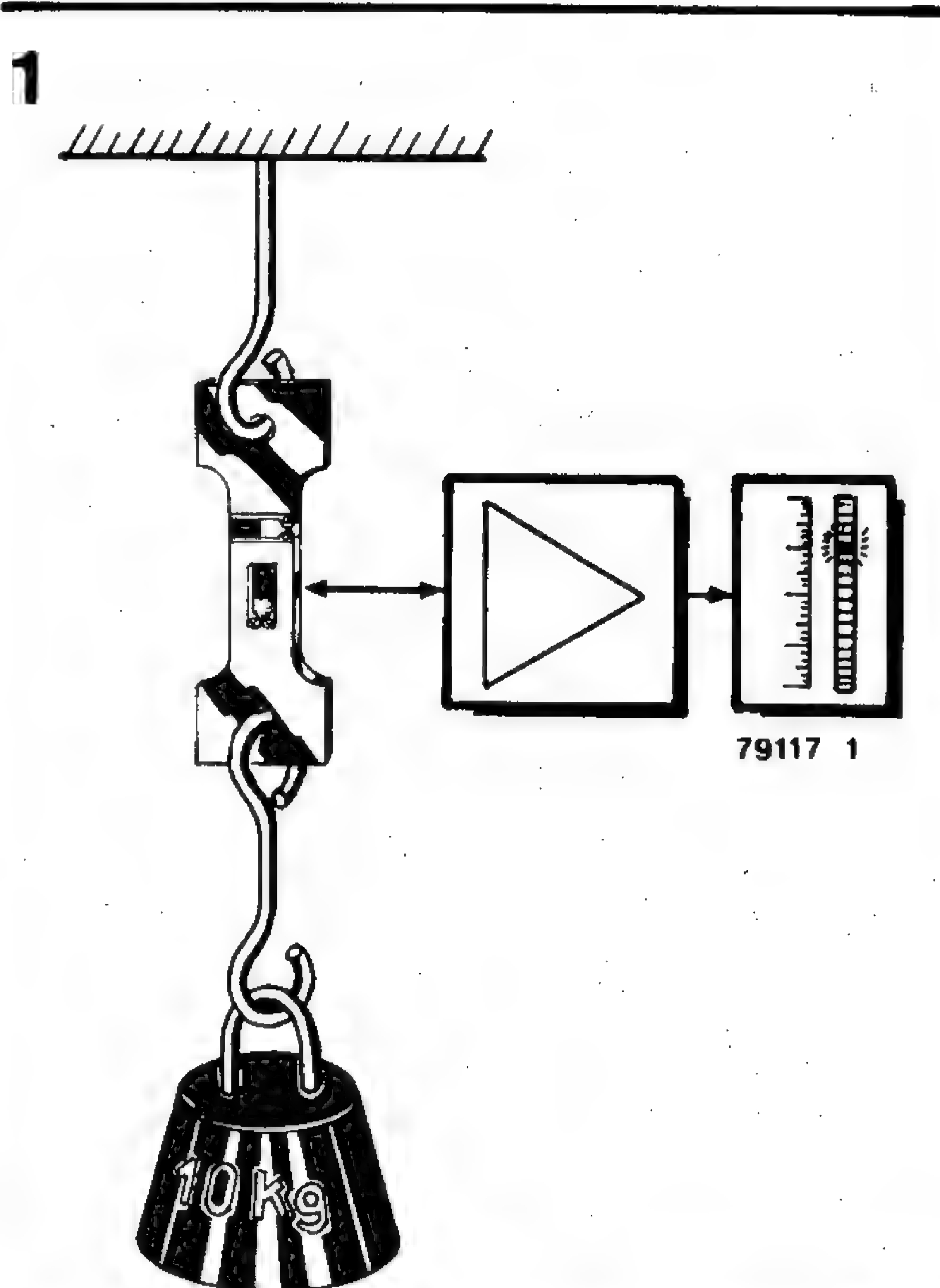


Figura 1. Principio básico del medidor estático de esfuerzos.

2

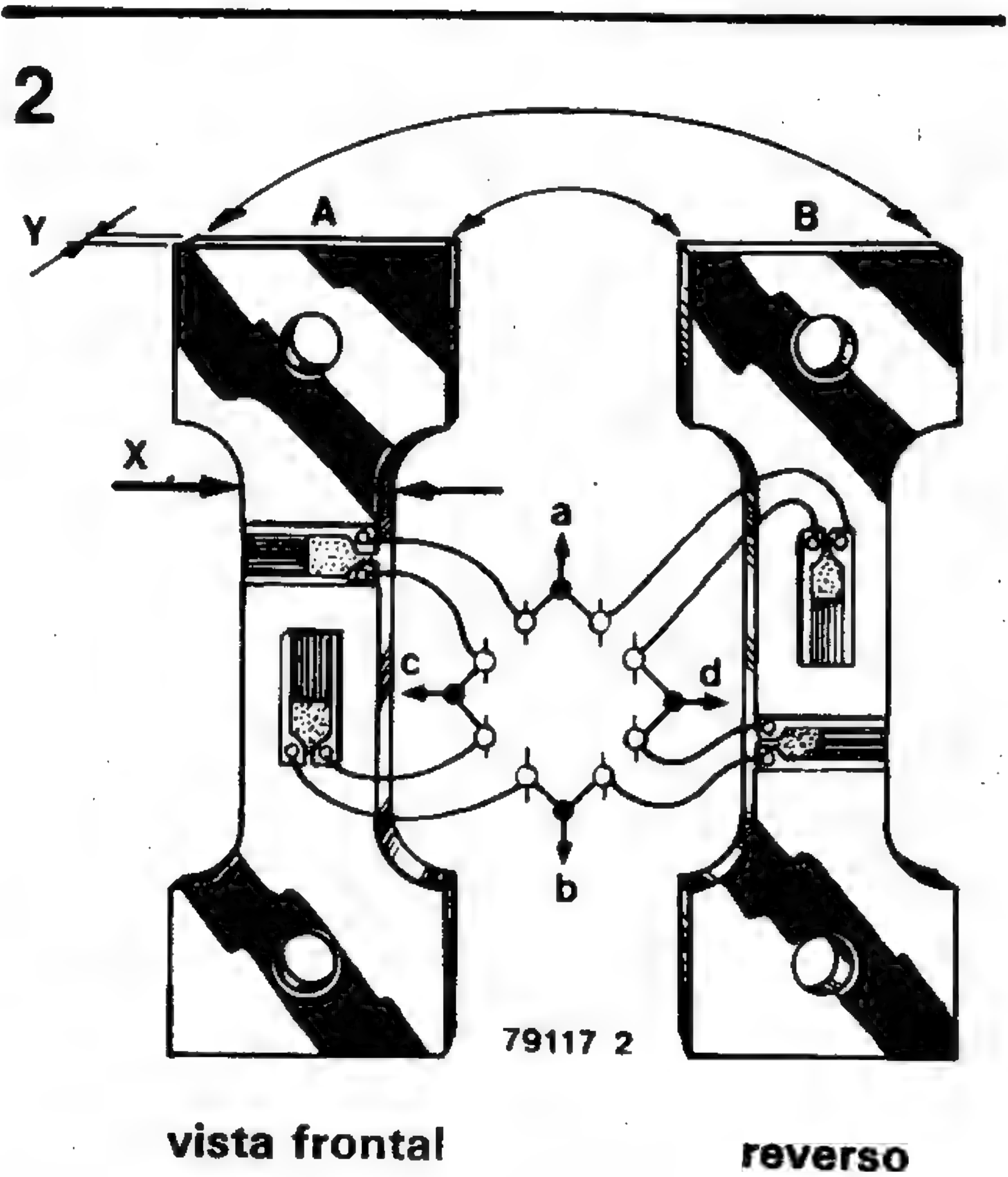


Figura 2. El elemento esencial del medidor es el sensor que consiste en una lámina metálica equipada con cuatro galgas extensiométricas en configuración puente.

Tabla 1

	Módulo de elasticidad E (kg/m²)	Máximo esfuerzo permisible δ (Kg/mm²)	Deformación bajo condiciones de esfuerzo máximo: %
Latón duro	9.000	42	0,46
Duraluminio	7.000	26	0,37
Latón semi-duro	9.000	24	0,27
Aluminio duro	7.000	14	0,20
Acero	21.000	18	0,09

Tabla 1. Propiedades mecánicas de algunos materiales. En función de los datos que figuran en la tabla puede también calcularse el área transversal del sensor.

3

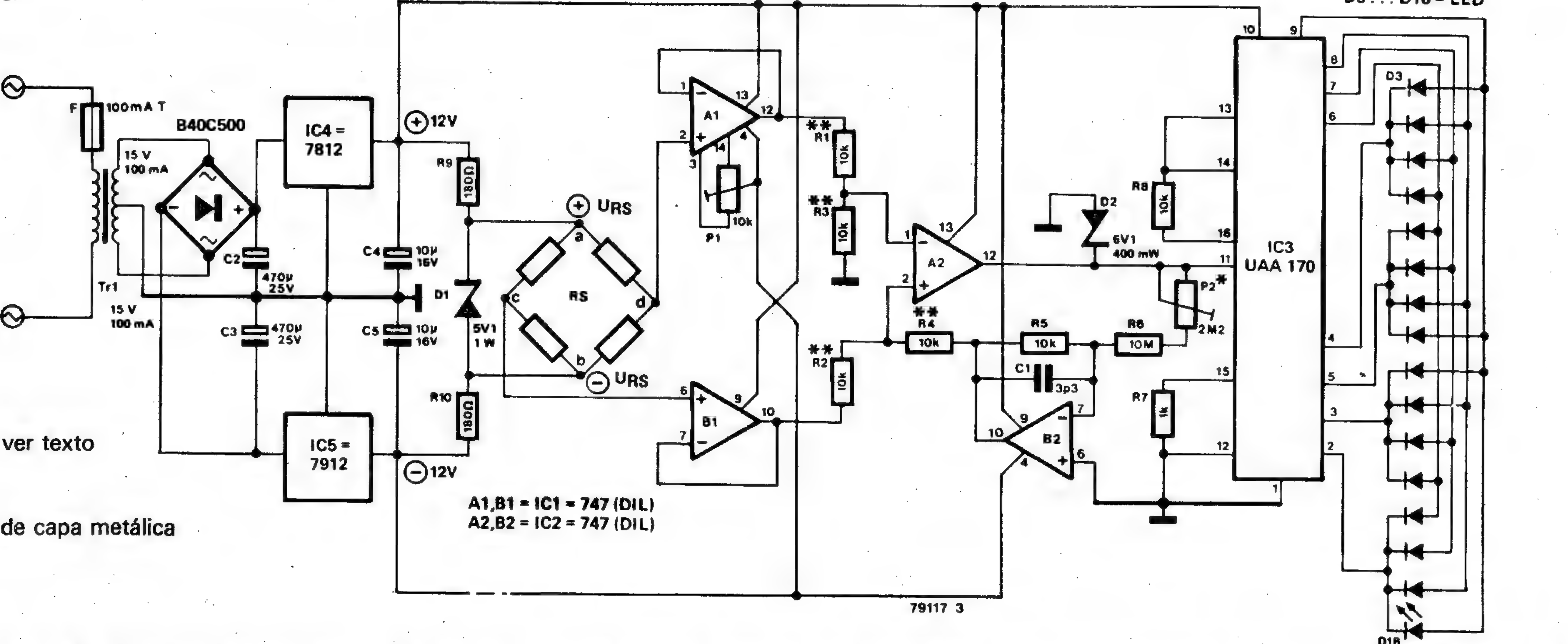


Figura 3. El circuito amplificador y visualizador consta simplemente de tres integrados y algunos componentes adicionales. La fuente de alimentación simétrica está construida a partir de dos reguladores integrados. Con un par de resistencias asociadas a un diodo zener se obtienen los +5V para el puente resistivo.

la precisión desafía a la oscuridad

temporizador fotográfico programable

La fotografía es tal vez el hobby que mayor difusión alcanza en nuestros días y, como ocurre en casi todo tipo de actividad, recibe la influencia directa de la electrónica.
Para los entusiastas de la electrónica y la fotografía el hecho de simultanear ambas aficiones en determinado proyecto es ampliamente sugestivo. A aquellos lectores que disponen de su propia «cámara oscura», no es preciso convencerles de la inestimable «colaboración» que puede prestarles un diseño electrónico semejante al que presentamos. Este temporizador para cámara oscura es totalmente automático y su extensa gama de temporizaciones satisfacen, incluso, los requerimientos más excepcionales en el campo del revelado fotográfico. Como refinamiento adicional el montaje se ocupa también del control de la luz de seguridad.

Los escaparates de las tiendas de fotografía están plagados de numerosas versiones de temporizadores para «cámara oscura», no obstante, son muy pocos los modelos «para construir» que representan una aceptable alternativa económica. Además de la contrapartida económica, montar su propio temporizador supone la ventaja adicional de poder modificarlo y adaptarlo a sus propias necesidades. Este es precisamente el objetivo del montaje que presentamos: ofrecer un máximo de posibilidades, de tal forma que pueda adaptarse a las más diversas aplicaciones.
La primera gama de temporización va de 0,1 a 99 segundos con intervalos seleccionables de 0,1 segundo. El segundo rango permite seleccionar una duración de 1 a 999 segundos (16 minutos y 39 segundos), a intervalos de 1 segundo. El montaje está equipado con dos LEDs que señalan el pulsador que tiene incidencia en el circuito en este preciso instante. Volveremos a comentar esta particularidad del circuito aunque, ya en este punto, podemos vislumbrar la ayuda que esta indicación representa en el

1

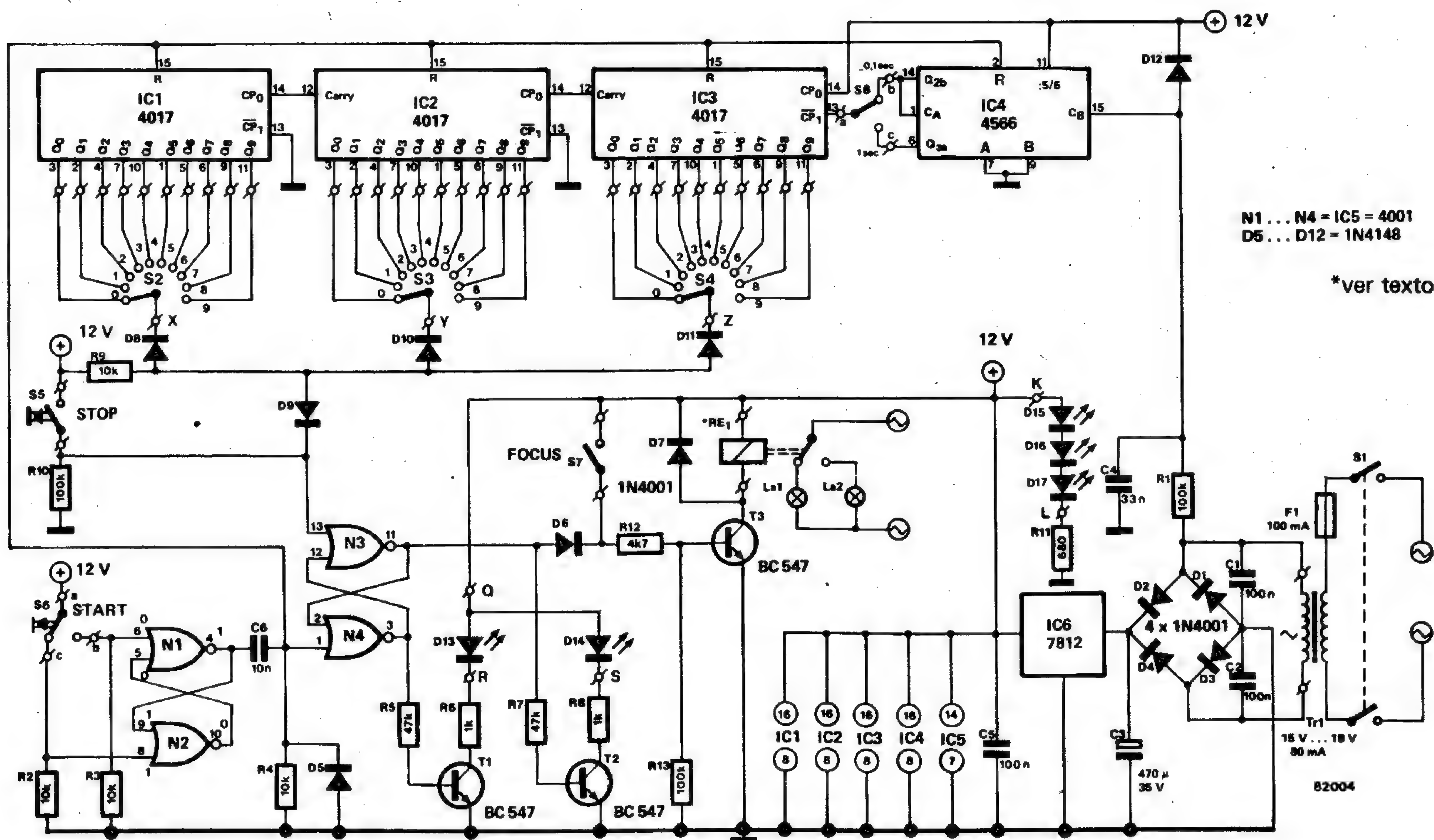


Figura 1. La base del temporizador programable es la etapa contadora. Esta proporciona una serie de salidas que permiten seleccionar cualquier tiempo de exposición dentro del margen comprendido entre 0,1 y 999 segundos.

momento de localizar uno de los pulsadores en plena oscuridad. Más ventajas aún: es posible interrumpir fácilmente el proceso en curso con una simple acción manual. Tanto la lámpara de la ampliadora como la iluminación de seguridad están bajo control del circuito. Se ha previsto, incluso, el caso en el que es necesario activar la ampliadora con independencia de la temporización.

Esquema del circuito

El circuito integrado IC4 (4566) proporciona la base de tiempos necesaria para el temporizador. El 4566 contiene un contador divisor por 5 y un contador divisor por 10. La presencia de una etapa conformadora de pulsos hace posible obtener la señal de reloj a partir de los 50 Hz disponibles en el secundario del transformador. Esta señal, una vez conformada, llega a la entrada de reloj de IC4 (patilla 15) después de atravesar el filtro R1/C4. La componente de salida del divisor por 5 está disponible en la patilla 14 y poseerá una frecuencia de 10 Hz que corresponde, en definitiva, a un período de 0,1 segundos. Esta misma señal llega a la entrada (patilla 1) del divisor por 10; éste entregará una salida (patilla 6) de frecuencia igual a 1 Hz, o lo que es lo mismo, con un período de exactamente 1 segundo.

La posición del conmutador S8 determina cuál de las dos señales de reloj —la de 1Hz o la de 10 Hz— accede a la cadena de contadores IC1... IC3. Con el flanco positivo de cada pulso de reloj, el estado de los contadores se incrementa en una unidad.
En situación activa, las salidas de los diversos circuitos integrados estarán a nivel lógico alto («1»). La salida «O» es activada automáticamente por el pulso de puesta a cero (RAZ), no obstante, no pasará a estado lógico bajo hasta el instante en el que el próximo flanco negativo llegue a la entrada de reloj (patilla 14).
Al accionar el pulsador de arranque (S6) aparece un estado lógico alto en la salida del biestable construido con las dos puertas NOR N1/N2. La red diferenciadora C6/R10 transforma la conmutación de niveles lógicos en un pulso positivo que se utiliza para la puesta a cero (borrado) de la cadena de contadores. Simultáneamente, este mismo pulso posiciona el segundo biestable conformado por los operadores NOR N3/N4. Al aparecer el nivel lógico alto en la salida Q (patilla 11), el transistor T3 pasa a estado de conducción, lo que se produce en la activación del relé situado en el circuito de colector (Re1). En estado de reposo, uno de los contactos de conmutación del relé mantiene activada la iluminación de la cámara oscura. Cuando llega el pulso de arranque (start) se invierte la conmutación, con lo que se apaga la iluminación de la cámara oscura y entra en funcionamiento la lámpara de la ampliadora. El relé utilizado en el montaje es de 12V/35mA, si bien, el circuito está diseñado de tal forma que admite una corriente máxima de 100mA a través de la bobina del relé. En consecuencia, es necesario preveer el posible empleo de un relé que necesite más de 35 mA a la hora de elegir el transformador.
Los contadores IC1... IC3 empezarán a contar a partir de 0 al llegar el pulso de arranque. Al finalizar la temporización seleccionada, ingresará un pulso de nivel alto a través de la entrada de puesta a cero del biestable N3/N4. El 0 lógico que aparezca en la salida Q hará que T3 abandone su estado conductor. Esto se traducirá en la desconexión de la ampliadora y en el encendido de la iluminación de la cámara oscura. Si se acciona de nuevo el pulsador START (arranque) volverá a iniciarse el proceso de exposición.
La resistencia R9 junto con los diodos D8, D10 y D11 forman una puerta AND cuyas entradas están constituidas por los cátodos de los tres diodos; la salida de la puerta está representada por el punto común de los ánodos. Si la temporización seleccionada no coinçide con el estado de la etapa contadora (IC1... IC3), la salida de la mencionada puerta AND permanecerá a estado lógico bajo. Este posicionamiento inhibe la presencia de un nivel alto en la entrada de puesta a cero de N3. En el instante en el que se alcance la temporización prevista, los cátodos de D8, D10 y D11 estarán todos a nivel alto y la salida del operador AND discreto pasará, en consecuencia, a estado lógico alto. Este nivel llegará a la entrada de puesta a cero de N3 con lo que concluirá el proceso de exposición.

Hemos descrito, hasta ahora, los principios de funcionamiento del temporizador programable. Quedan aún por comentar toda una serie de funciones adicionales que incrementan su atractivo. Empezaremos hablando del pulsador S5 que permite interrumpir, en cualquier momento, el proceso de exposición. Al accionarlo, se aplica un pulso positivo a la entrada de puesta a cero del biestable N3/N4, el transistor T3 deja de conducir y el relé apaga la lámpara de la ampliadora a la vez que conecta la iluminación de la cámara oscura.

Puede ocurrir que el fotógrafo tenga necesidad de prolongar durante algún tiempo la exposición. Para responder a este «legítimo deseo» hemos añadido el interruptor S7 (FOCUS). Al cerrar S7 se consigue que el transistor T3 permanezca en estado conductor, cualquiera que sea el nivel lógico en la salida de la puerta N3. De esta forma, podemos mantener encendida la lámpara de la ampliadora el tiempo que se estime oportuno.
Los diodos LED D15 a D17 están destinados a proveer de la iluminación necesaria a las escalas de los conmutadores S2 a S4. La manipulación de los conmutadores de preselección se realiza a través de sendos botones de tipo convencional, dotados de las respectivas carátulas numeradas de 0 a 9. Si no se dispone de carátulas graduadas, pueden emplearse carátulas lisas sobre las que el propio lector marcará las divisiones oportunas. Por supuesto, es conveniente que la carátula sea transparente ya que dadas las precarias condiciones de iluminación de la cámara oscura, hay que tomar precauciones para que el correspondiente LED ilumine por transparencia la posición en la que está enclavado el conmutador.
Los LEDs D13 y D14 señalan el pulsador (START o STOP) listo para actuar en cada instante. Veamos como funciona esta zona del circuito. Al iniciar una exposición accionando el pulsador START, el transistor T2 evoluciona a estado conductor activando el LED D14. Esto pone sobre aviso al fotógrafo de que puede, a partir de ahora, interrumpir el proceso de exposición sin más que accionar el pulsador STOP. Si éste es el caso (se ha pulsado STOP) o en el supuesto de que haya concluido la temporización seleccionada, el transistor T2 abandonará su estado conductor y se apagará el LED D14. Le habrá llegado el turno a T1, quien pasará a zona activa polarizando al LED de START (D13). A partir de aquí, el temporizador está listo para una nueva exposición. Lo más oportuno sería utilizar

2

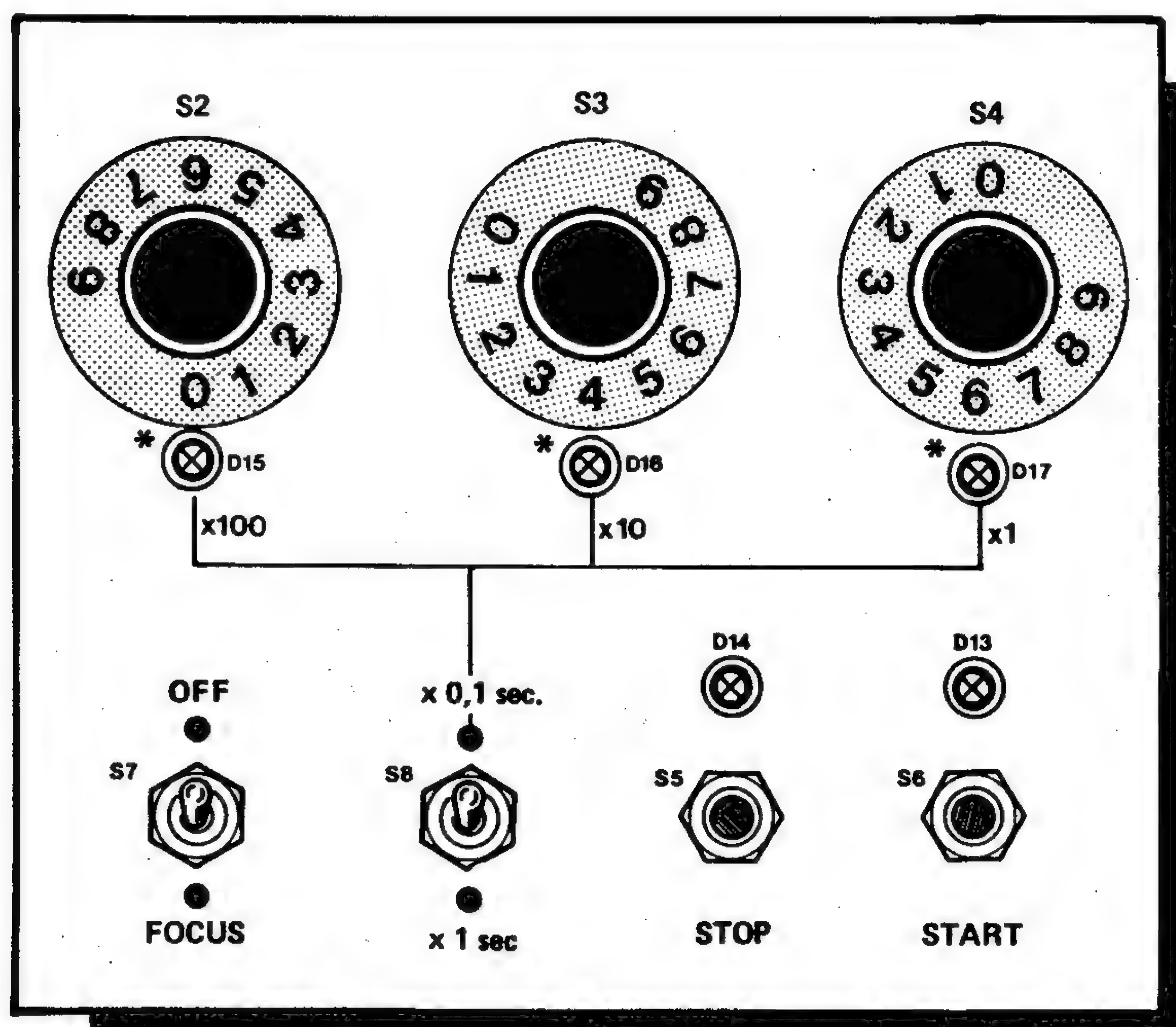


Figura 2. El panel frontal del temporizador programable puede ser semejante al que sugerimos. Desde luego, esta posibilidad no es la única: puede adoptarse cualquier tipo de distribución, siempre y cuando los pulsadores de START y STOP ocupen un lugar prominente.

3

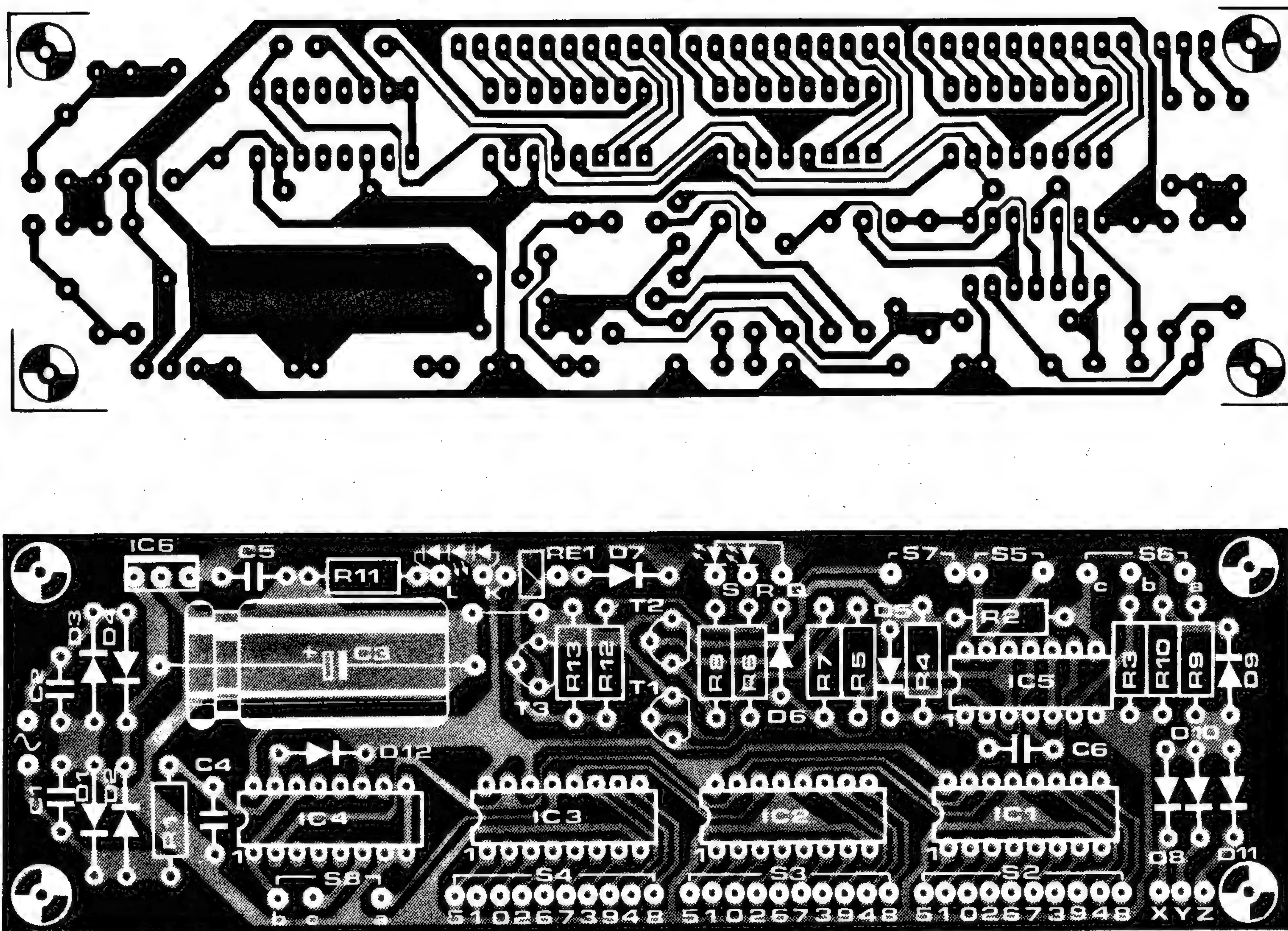


Figura 3. A excepción de los conmutadores, el transformador y algún otro componente, el circuito temporizador completo se monta sobre una sola tarjeta de circuito impreso semejante a la que aparece en la figura.

Lista de componentes:

Resistencias:
R1,R10,R13 = 100 k
R2,R3,R4,R9 = 10 k
R5,R7 = 47 k
R6,R8 = 1 k
R11 = 680 Ω
R12 = 4k7

Condensadores:
C1,C2,C5 = 100 n
C3 = 470 μ/35 V
C4 = 33 n
C6 = 10 n

Semiconductores:
D1 . . . D4,D7 = 1N4001
D5,D6,D8 . . . D12 = 1N4148
D13 . . . D17 = LED
T1 . . . T3 = BC 547
IC1 . . . IC3 = 4017
IC4 = 4566
IC5 = 4001
IC6 = 7812

Varios:
S1 = interruptor de red doble
S1...S4 = conmutador rotativo de 10 posiciones / 1 circuito
S5 = pulsador o tecla Digitast
S6 = pulsador inversor o tecla Digitast
S7 = interruptor
S8 = conmutador
F1 = fusible 100mA
Tr1 = transformador 15...18V/80mA
Re1 = relé de 12V/35mA para circuito impreso (Siemens)

teclas del tipo Digitast, con LED incluido, para S5 y S6.

Funcionamiento

Para trabajar dentro de la primera gama —recordemos que va de 0,1 a 99 segundos— el interruptor S8 se colocará en la posición «0,1 segundos». Si por el contrario, se decide trabajar en la segunda gama —de 1 a 999 segundos— habrá que llevar S8 a la posición «1 segundo». Veamos un ejemplo. Queremos operar con una temporización de 9 segundos; la posición de los conmutadores tendrá que coincidir con: S8 = 0,1 seg.; S2 = 0; S3 = 9 y S4 = 0. Si, por ejemplo, elegimos un nuevo intervalo de 153 segundos, la posición de los conmutadores será en este caso: S8 = 1 seg.; S3 = 5 y S4 = 3.

Montaje

La figura 2 sugiere una posible distribución de los elementos de control sobre el panel frontal. No hay que olvidar que, por lo general, el temporizador se utilizará bajo muy precarias condiciones de iluminación —¡sin lugar a dudas, una cámara oscura debe ser, ante todo, oscura!— por lo tanto, nos parece oportuno insistir en la necesidad de colocar los pulsadores de START y STOP en lugar prominente.
Otro dato muy importante, a tener en cuenta si se ensambla el circuito en una caja metálica, es la conveniencia de aislar el montaje dotándolo de una toma de tierra. Desde luego, no es mala idea —en principio— utilizar una caja de plástico. No obstante, todos sabemos que en una cámara oscura la combinación de líquido +220V +oscuridad no conduce, precisamente, a un resultado satisfactorio. ◼

locomotora a vapor

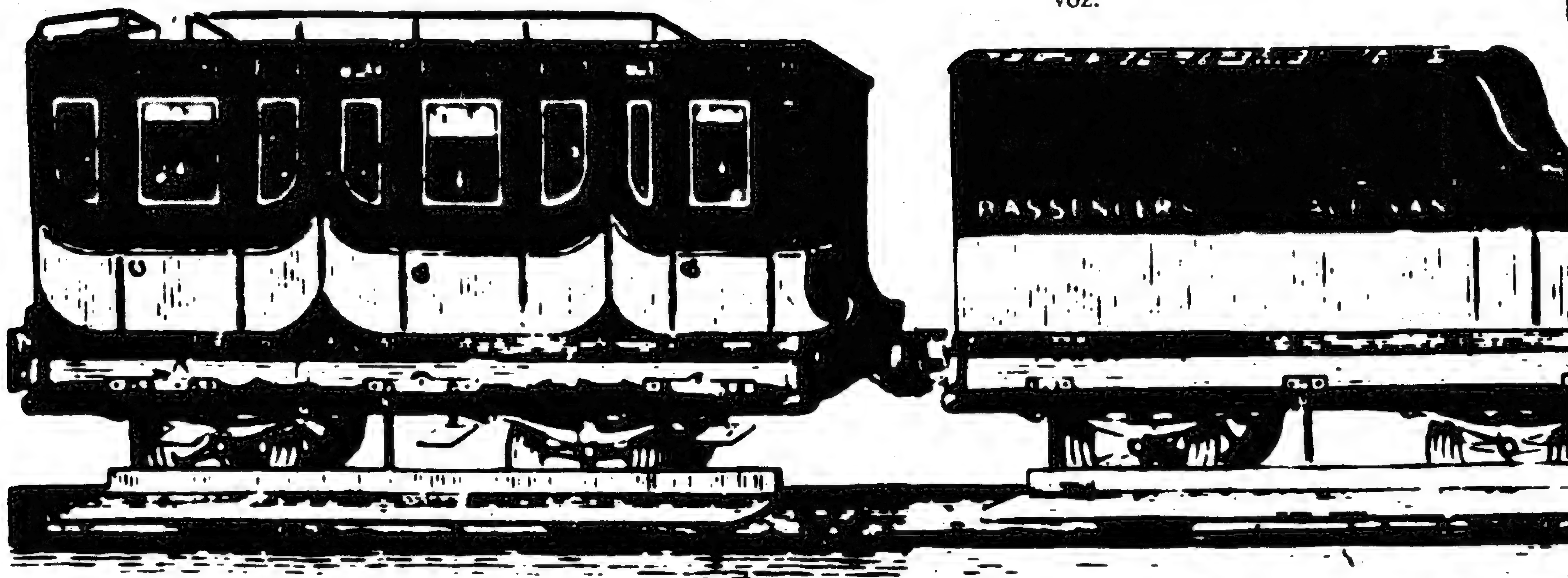
¡Nueva versión más sofisticada!

Es indudable que la electrónica ofrece la posibilidad de simular casi cualquier cosa: autómatas de todo tipo, generadores de efectos sonoros e incluso olfatos electrónicos. ¡Todo lo que usted pueda imaginar ha sido ya intentado! Es evidente que algunos proyectos son mucho más difíciles que otros; sin lugar a dudas, es más fácil imitar el sonido generado por una locomotora a vapor que tener que apreciar el aroma de las distintas variedes de café.
En cualquier caso, persiste todavía la dificultad que supone el incorporar un generador de efectos sonoros realistas en el interior de un modelo de locomotora a escala. Este pequeño problema se ha resuelto de forma elegante al reducir al mínimo las dimensiones del circuito impreso y emplear componentes miniatura.

El generador de sonidos que pasamos a describir está diseñado pensando en su incorporación a trenes miniatura de escala HO. Estos modelos son lo bastante voluminosos como para admitir de maquinista a la electrónica... bien sea en el ténder o en la misma caldera de vapor. El montaje es perfectamente válido para miniaturas más reducidas... aunque no con la placa de circuito impreso que damos aquí. Puede utilizarse con maquetas de trenes en miniatura tanto de corriente continua como alterna.
¿Qué es lo que hace exactamente este simulador de tren a vapor?. En principio, imita las fugas de vapor que escapan de los cilindros. Para ajustarse lo más posible a la realidad, este fenómeno tiene que estar ligado a la velocidad del convoy: a medida que aumente la velocidad de la locomotora, debe aumentar la frecuencia de los escapes de vapor. Se podría incluir, también, un maravilloso suplemento: obtener un sonido distinto según que la máquina ascienda o descienda una pendiente... desgraciadamente, la electrónica necesaria para este suplemento ocuparía excesivo volumen. De cualquier forma, hay que mencionar que el montaje incluye un silbato a vapor.
El circuito se alimenta por medio de una pila o, mejor aún, a partir de baterías de niquel-cadmio con lo que lograremos que los ruidos generados por la máquina sean perceptibles a baja velocidad e incluso al detenerse el convoy.

Diagrama de bloques

En el diagrama de la figura 1 observamos que el sonido del vapor procede de un circuito generador de ruido. El ritmo deseado se obtiene con la ayuda de un modulador gobernado por un VCO (Voltage Controlled Oscilator u oscilador controlado por tensión). El VCO produce una señal de baja frecuencia que varía en función de la velocidad de la locomotora: su tensión de control se toma de la tensión de alimentación del motor.
El sonido del silbato a vapor procede, asimismo, del generador de ruido: el ruido llega a un oscilador de baja frecuencia (LFO = Low Frecuency Oscillator) que produce el sonido ronco característico del silbato a vapor. Un amplificador de potencia (A) amplifica las señales entregadas por el modulador y por el LFO que atacarán al altavoz.



El silbato a vapor se pone en marcha por medio de un interruptor. Naturalmente, puede accionarse a mano, aunque esto no es muy realista. Una mejor solución consiste en montar un micro-ruptor bajo la máquina y añadir un realce entre los railes. Por supuesto habrá que colocar el realce en la zona en la que se quiera oir el silbato.

El esquema

El esquema de la figura 2 parece, a simple vista, un tanto complejo. Puede parecer imposible, pero lo cierto es que cabe totalmente en el circuito impreso que aparece en la figura 3. Por el momento vamos a dejar el montaje de lado para echar una mirada más detenida al esquema.

La fuente inicial de ruido es el diodo zener D1. Su salida es amplificada por el transistor T1 y el amplificador operacional A1. La etapa siguiente se ocupa de modular la señal de ruido para sintetizar los «escapes de vapor». Esta es, precisamente, la misión del amplificador operacional A2; la señal de control de este modulador procede de un VCO de baja frecuencia conformado por A3. La profundidad de modulación se ajusta sobre P1. El potenciómetro ajustable P2 determina la polarización contínua del amplificador operacional A2, lo que repercute en la variación de su nivel de ruido y, por consiguiente, en el sonido. Cuando la locomotora está detenida, se ajusta P2 hasta obtener el sonido agudo característico.

Al arrancar la máquina aparecerá una tensión de control (alterna o contínua) en bornas del motor M. Esta tensión, rectificada por los diodos D4...D7 satura al transistor T2. El VCO (A3) empezará a oscilar, modulando así el ruido. La presencia del diodo D3 tiene varios efectos interesantes: la tensión aplicada al condensador C15 cae más rápidamente de lo que tarda en subir, de esta forma se consiguen «escapes de vapor» más frecuentes. Cuando la tensión aumenta, el nivel contínuo medio presente en bornas del condensador C15 tenderá a aumentar y se traducirá en un crecimiento del nivel de ruido. Por el contrario, cuando la máquina se detiene, la tensión aplicada a C15 se encamina lentamente hacia un valor final que coincide con el de estacionamiento (locomotora parada).

Cuando la máquina acelera, crece la tensión que alimenta al motor. La frecuencia del VCO aumenta también, con lo que los

Figura 1. Diagrama de bloques del generador de sonidos de locomotora a vapor. El generador de ruido produce el sonido del vapor al que se añade el ruido típicamente ronco del silbato a vapor.

Figura 2. Aunque parezca increíble todo este montaje cabe perfectamente en el circuito impreso representado en la figura 3.

escapes de vapor se producen con menor intervalo. Naturalmente hay un pequeño retardo; si la tensión en bornas del motor aumenta bruscamente, la máquina invertirá varios segundos en adquirir velocidad. Esta es, precisamente, la razón por la que se incorpora en el circuito de control un retardo equivalente a través de C14. Si es necesario, puede modificarse la magnitud de este condensador hasta que la cadencia de emisión de los escapes de vapor corresponda, con la suficiente precisión, a la velocidad de la máquina, tanto si frena como si acelera. Es evidente que un ajuste semejante —efectuado de una vez por todas— no puede ser más que aproximado: el hecho de incorporar al convoy más o menos vagones puede distorsionar ligeramente la sincronización. Sin embargo, hay que precisar que a lo largo de los ensayos este efecto ha sido apenas perceptible.

El sonido del silbato a vapor lo produce el amplificador operacional A4. Se trata, simplemente, de un oscilador de baja frecuencia. Con objeto de que genere el sonido característico, se le añade el ruido por medio del condensador C17. Tal como hemos mencionado anteriormente, una opción elegante y astuta consiste en utilizar un micro-ruptor, situado bajo la máquina, y controlado por los realces colocados entre los railes.

Ambas señales «vapor» y «silbato» se envían al amplificador operacional que hemos dado en bautizar «duramente» con el apelativo de amplificador de potencia. Para alterar los niveles de estas dos señales basta con modificar los valores de R12 y/o R14.

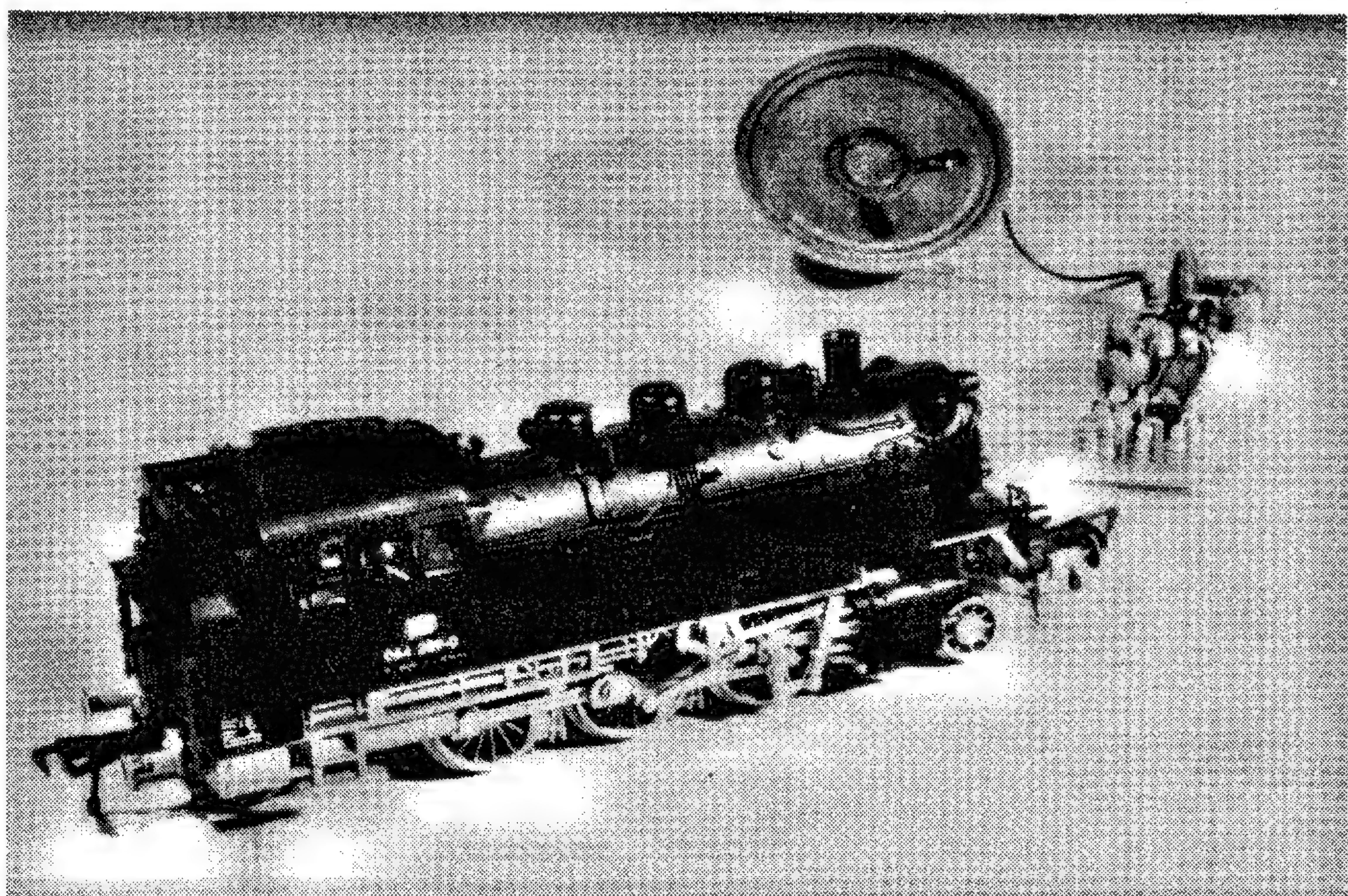
Montaje

El circuito impreso y la distribución de componentes se dan en la figura 3. Con el fin de aprovechar al máximo el espacio disponible, las resistencias (de 1/8 W) y los diodos se montan en sentido vertical. Por idéntico motivo, se utilizan condensadores de tántalo de tipo perla en lugar de los electrolíticos habituales.

En el lado de componentes se ha dejado sólo el espacio necesario para indicar el número de las resistencias y los condensadores, sin incluir el prefijo R o C. ¡Presten atención en el montaje para no mezclar ambos tipos de componentes!

El mayor problema con el que puede encontrarse el lector, consiste en encontrar un altavoz lo bastante reducido como para alojarlo en el interior de la máquina o del vagón ténder.

Por si les sirve de ayuda, conviene precisar que vale cualquier altavoz cuya impedancia esté comprendida entre 4 y 16 Ω.



Por último, comentaremos algún detalle acerca de la alimentación. En principio, es suficinte con disponer de tres pilas de 1,5 V conectadas en serie, sin embargo, es mucho más práctico utilizar acumuladores de niquel-cadmio. Estas baterías pueden cargarse directamente a partir de la tensión de alimentación presente en bornas del motor cuando la máquina circula sobre los railes. La toma apropiada se indica con la letra «N» (ver figuras 2 y 3) y se conectará al punto positivo del acumulador niquel-cadmio. En este caso, es muy importante no olvidar el conexionado de la alimentación positiva al resto del montaje, ya que el punto «N» no está conectado al « + » de la tarjeta de circuito impreso. El valor de la resistencia R27 depende de la tensión máxima que pueda estar aplicada al motor y de la capacidad de los acumuladores niquel-cadmio. La intensidad de carga máxima (en mA) debe estar limitada a la décima parte de la capacidad del acumulador expresada en mAh. Dicho de otra forma, la corriente de carga máxima de un acumulador de 500 mAh debe ser igual a 50 mA. Este límite depende del valor de la resistencia R27 y de la diferencia entre la tensión máxima que puede estar presente en bornas del motor y la tensión total del acumulador (4,5V).

De utilizar pilas convencionales, puede suprimirse la resistencia R27 y el diodo D8.

Como último detalle, añadiremos que el punto de contacto «N» y la conexión para el interruptor S1 están situados ambos en el lado de cobre del circuito impreso. ◼

Lista de componentes:

Resistencias:
R1,R11,R16 = 10 k
R2 = 1 M
R3,R4,R6,R7,R8,R9,R20,
R23 = 100 k
R8 = 120 k
R5 = 1 k
R10 = 150 k
R12,R14 = 33 k
R13,R18 = 2k2
R15 = 39 Ω
R17 = 2M2
R19 = 47 k
R21 = 22 k
R22 = 470 Ω
R24,R25,R26 = 220 k
R27 = (ver texto)
P1 = 47 k ajustable
P2 = 100 k ajustable

Condensadores:
C1,C3 = 0.1 μ/3 V tántalo
C2,C6,C7,C8 = 1 μ/3 V tántalo
C4,C17 = 10 n
C5,C12,C13,C15 = 10 μ/6.3 V tántalo
C9 = 2μ2/3 V tántalo
C10 = 47 μ/6.3 V tántalo
C11,C16 = 1 μ/6.3 V tántalo
C14 = 10 μ/12 V tántalo

Semiconductores:
T1 = BC 549C, BC 109C o equiv.
T2 = BC 547B, BC 107B o equiv.
IC1 = TL084
IC2 = LM386N
D1 = diodo zener 2V7/100mW
D2 = diodo zener 3V9/100mW
D3 . . . D8 = DUS

3

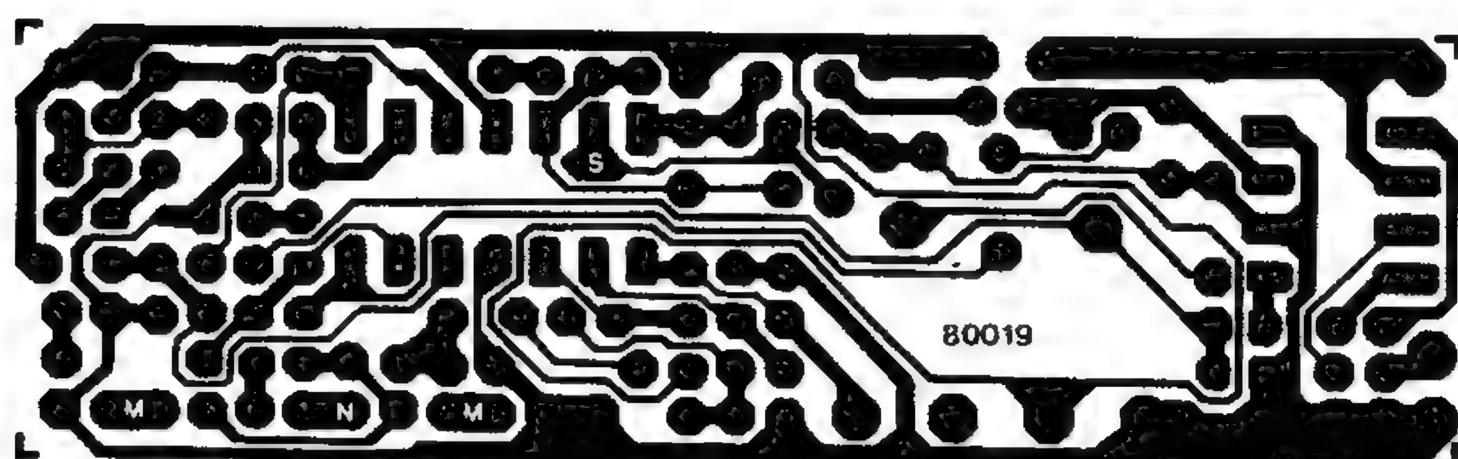
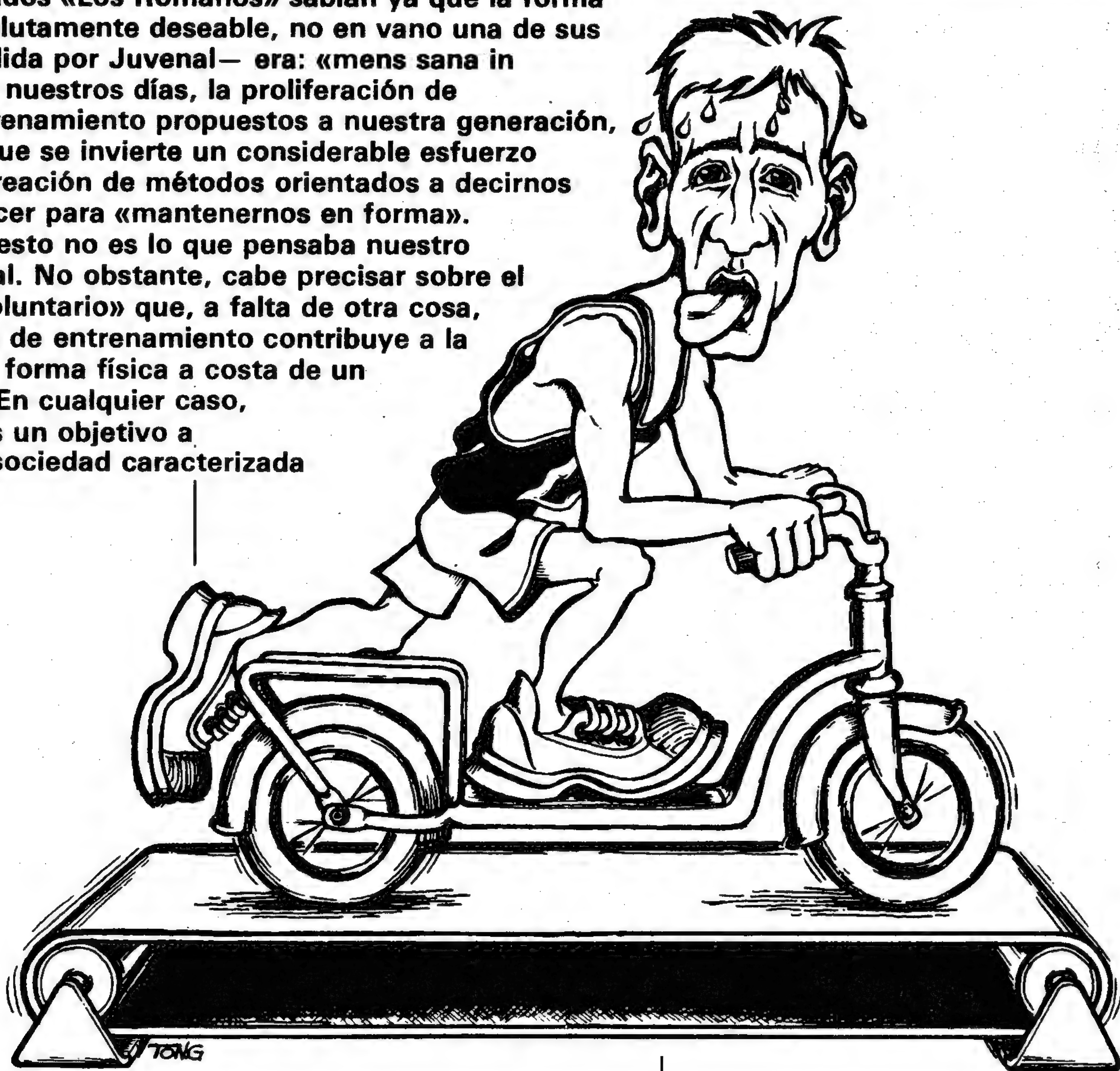


Figura 3. Diseño del circuito impreso y distribución de componentes del generador de sonidos. Las resistencias y condensadores se montan en sentido vertical. Por condicionantes de espacio las tomas «N» y «S1» están situadas en el lado de cobre del circuito impreso. Observe que las resistencias y condensadores están indicadas sólo por su número, sin incluir los prefijos «R» o «C».

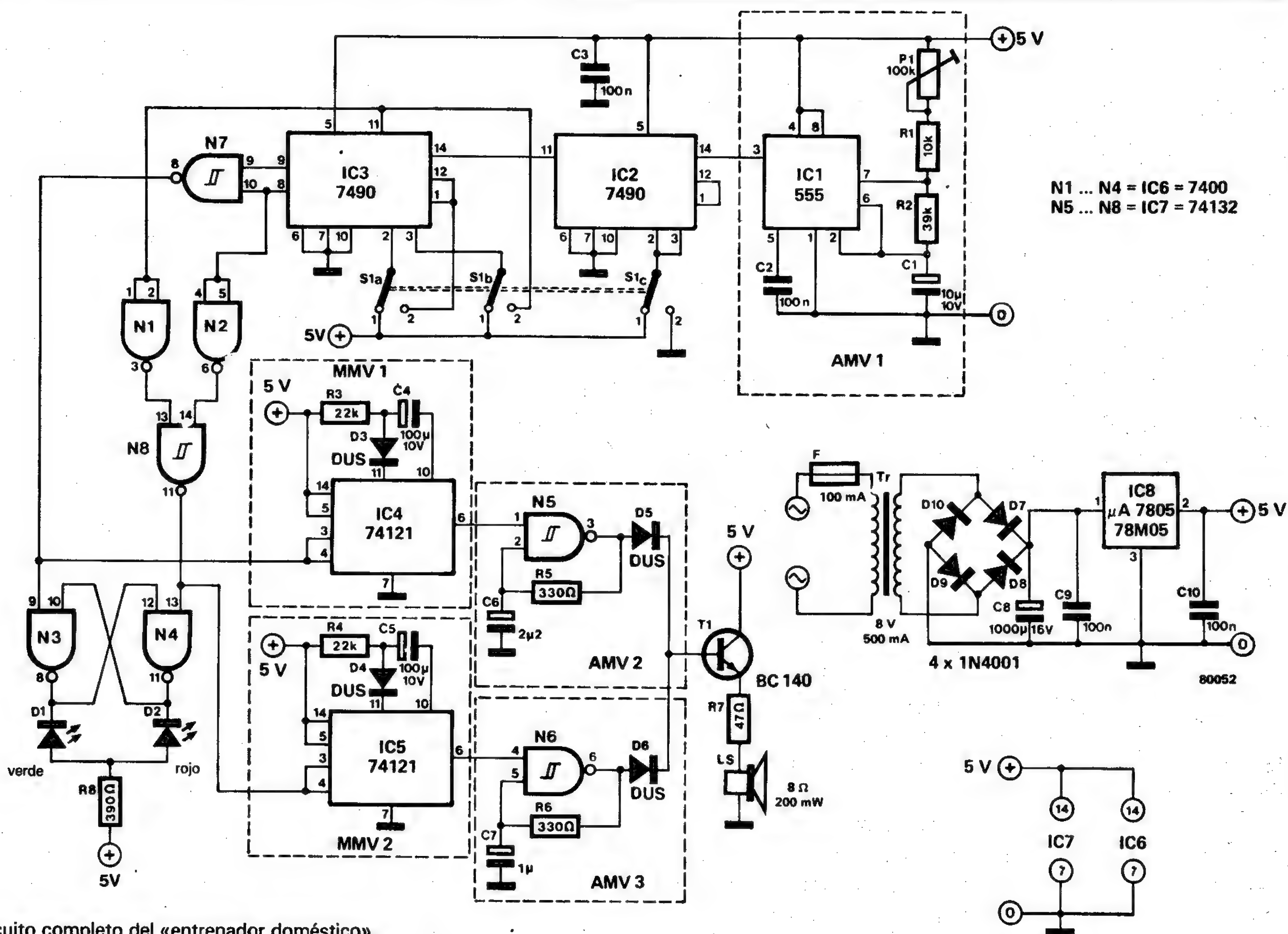
para mantener al día su forma física

entrenador doméstico

Nuestros antepasados «Los Romanos» sabían ya que la forma física es algo absolutamente deseable, no en vano una de sus máximas —defendida por Juvenal— era: «mens sana in corpore sano». En nuestros días, la proliferación de programas de entrenamiento propuestos a nuestra generación, nos hace pensar que se invierte un considerable esfuerzo intelectual en la creación de métodos orientados a decirnos lo que hay que hacer para «mantenernos en forma». Sin lugar a dudas esto no es lo que pensaba nuestro predecesor Juvenal. No obstante, cabe precisar sobre el «ejercicio físico voluntario» que, a falta de otra cosa, un buen programa de entrenamiento contribuye a la mejora de nuestra forma física a costa de un esfuerzo mínimo. En cualquier caso, parece que éste es un objetivo a lograr en nuestra sociedad caracterizada por la eficacia.



Los aspirantes a «atletas», lanzados a conseguir una buena forma física, precisan de un programa de entrenamiento eficaz que, no obstante, evite las «sobredosis» de ejercicio a su cuerpo aún inexperto. El circuito objeto de este artículo constituirá una ayuda inapreciable. Con su colaboración, el neófito dispondrá de una indicación de la dosis de esfuerzo que puede realizar sin peligro alguno, durante el periodo de puesta a punto. Esta indicación es a título orientativo, si bien, es suficiente para la práctica habitual.
Todos los especialistas coinciden en un punto: el ejercicio físico sistemático es la clave del éxito, por supuesto, siempre y cuando los ejercicios estén bien elegidos y dosificados. El entrenador doméstico que describimos se ha concebido en base a un sistema elaborado por la Universidad Inglesa de Leeds y bautizado como «Circuit Training». Su particularidad más destacable es que combina dos objetivos importantes: el incremento de la resistencia física y la tonificación de los músculos principales.
Hay diversas variantes adscritas al método básico, en nuestro caso hemos elegido una de las más populares. En esencia, consiste en hacer un esfuerzo vigoroso durante un minuto y observar a continuación, un período de descanso de 30 segundos. Acto seguido, se reemprende el ejercicio enérgico durante un minuto y se reposa, de nuevo, por un período de 30 segundos... y otra vez a empezar. En la primera etapa basta con realizar cinco secuencias de un minuto de actividad y medio de reposo para alcanzar la dosis adecuada. Transcurridas unas cuatro semanas, puede añadirse una secuencia adicional. De ahí en adelante, se añadirá una nueva secuencia cada dos semanas hasta que por fin, al cabo de 12 semanas, se llegue a un total de 10 minutos de esfuerzo enérgico por 5 minutos de descanso.
La experiencia demuestra que es suficiente con poner en práctica el programa en dias alternativos, o mejor aún, tres veces por semana; éste es un dato a considerar. Si le basta con adquirir una buena forma general no es necesario exceder los cinco minutos por cada sesión de ejercicio. Las diez secuencias en dias alternativos quedan para los entusiastas.
Por lo que respecta a los movimientos a ejecutar, son aconsejables todos aquellos que hagan intervenir a más de seis músculos importantes, por ejemplo: flexión de brazos en posición de tendido cara al suelo, tocar la punta de los pies con flexión de tronco, carrera, salto con flexión de rodillas en la caida, etc. También es una excelente idea ejecutar varios tipos de ejercicios durante un minuto al día, por ejemplo.
Desde luego, cabe suponer que durante el minuto de esfuerzo el deportista se entrega



Circuito completo del «entrenador doméstico».

por completo a esta actividad y que, en estas condiciones, le es muy problemático echar una ojeada al cronómetro. Aquí es, precisamente, donde interviene nuestro «Entrenador Doméstico». Al concluir el primer minuto nos advierte que ha llegado ya la hora del —posiblemente esperado y deseado— descanso; medio minuto más tarde, otra señal se encarga de invitarnos a un nuevo derroche de energía y así sucesivamente. Para evitar cualquier confusión se emplean dos frecuencias distintas. Los tonos emitidos persisten durante un intervalo próximo a los dos segundos. Como medida de seguridad dos diodos LED confirman, sin lugar a ambigüedades, lo que hay que hacer: verde para «actividad» y rojo para «descanso»... igual que los semáforos de circulación... ¡pero sin el ámbar!

El circuito

Todo lo expuesto nos permite suponer que el circuito es extremadamente simple, cosa que es cierta en la práctica. La tarea corre a cargo de un sólo temporizador 555 y varios circuitos integrados lógicos TTL convencionales. El 555 genera los pulsos de reloj básicos en intervalos de un segundo. Un contador elaborado con dos 7490 (módulos divisores) contabiliza los pulsos de reloj y sintetiza los períodos de 30 y 60 segundos. Un minuto después de dar tensión al circuito por primera vez, la salida del operador N7 (puerta NAND Schmitt Trigger) pasa a estado lógico Ø, disparando el monoestable MMV1. Durante el período activo de salida del monoestable, fijado en 2 segundos, un multivibrador —constituido por N5 y sus componentes asociados— genera una señal indicadora de «pausa» cuya frecuencia es de 750 Hz.

Simultáneamente, la salida a nivel bajo de N7 dispara al biestable contituido por N3 y N4, lo que provoca el apagado del LED verde y la activación del LED de color rojo. Tal como hemos visto, el rojo significa «pausa».

Transcurridos los próximos 30 segundos el contador (IC2 e IC3) vuelve a su estado inicial. La salida de N8 evoluciona hacia estado lógico Ø, disparando el monoestable MMV2 (IC5). Este último entrega una señal de 1.500 Hz, activa durante dos segundos, que pone a Ø al biestable N3/N4, con lo que el LED verde se ilumina al tiempo que se apaga el LED rojo: está claro... ¡al ejercicio de nuevo!

El único punto de calibración es el potenciómetro ajustable de 100K situado en el circuito generador de la señal básica de reloj. El procedimiento de ajuste es tan fácil como evidente: P1 se ajusta hasta conseguir que la duración del intervalo correspondiente al ejercicio sea de un minuto. Un adelanto o atraso de breves segundos no desvirtuarán en absoluto la eficacia de este programa de entrenamiento.

Tabla

Cuatro primeras semanas	5 sesiones de 1 min.
Semanas quinta y sexta	6 sesiones de 1 min.
Semanas séptima y octava	7 sesiones de 1 min.
Semanas novena y décima	8 sesiones de 1 min.
Onceava y doceava semanas	9 sesiones de 1 min.
a partir de la treceava semana	10 sesiones de 1 min.

Nota: ¡Sólo para entusiastas! El resto debe mantener las cinco sesiones de 1 minuto en días alternativos.

Como fuente de alimentación puede utilizarse el circuito que aparece en la figura, capaz de entregar una tensión contínua de 5 V. El consumo total del circuito es inferior a 150 mA, lo que significa que nos bastará con un transformador de reducida intensidad y dimensiones.

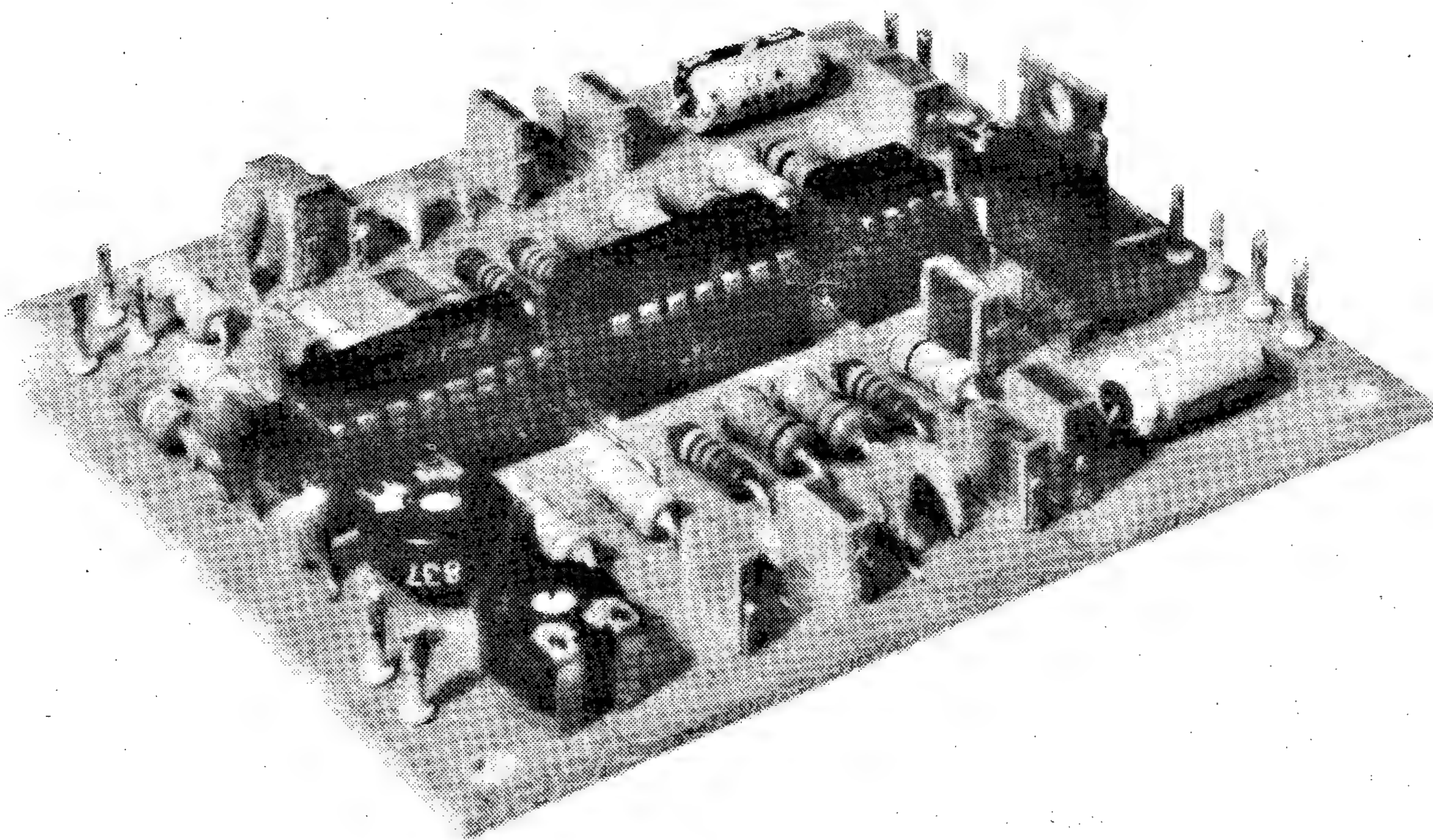
El empleo del circuito es aún más fácil que su ajuste. Después de dar tensión al circuito, se lleva S1 a la posición 1 («Reset») con el fin de borrar los contadores. Una vez uniformados con la indumentaria al efecto y tomada la precaución de liberar el «escenario» de toda suerte de muebles y obstáculos que impidan nuestra actuación, no nos queda más que pasar S1 a la posición 2.

Empieza el primer minuto de esfuerzo vigoroso; la operación «consiga una buena forma física bajo control del cronómetro» está ya en marcha. El imperturbable cronometrador electrónico le dosificará los intevalos de «ejercicio» y «descanso». La única actividad intelectual que se exige al entusiástico —y sudoroso— alumno es que recuerde el número de secuencias que debe ejecutar. Recordemos que para la mayor parte de la gente basta con cinco sesiones de un minuto cada una de ellas. Los apasionados del esfuerzo físico pueden elaborar un programa personalizado a partir de las indicaciones que damos en la tabla adjunta.

Para acabar, nos permitirán que les demos un último consejo que, aunque tópico y muy recurrido, no deja de ser útil en nuestro caso: aquel que tenga la mínima duda acerca de su salud física, debe consultar a su médico antes de someterse a la disciplina de nuestro eficaz entrenador doméstico.

criptófono

Su «línea secreta» personal



¿En cuántas ocasiones le hubiera gustado disponer de un canal secreto para comunicar mensajes de naturaleza «delicada» o personal? Es muy posible que en los momentos en los que le ha surgido esta necesidad haya tenido que optar por callarse... sin más. Esta situación es habitual en la comunicación por medio de transceptores: siempre se tiene la certeza casi absoluta de la presencia de algún que otro «oyente silencioso». El «silencio» no es la única solución, o al menos así lo ha creído Elektor al diseñar el criptófono. Este dispositivo deforma la voz hasta tal extremo que es absolutamente ininteligible para el oyente entrometido.

La señal obtenida por el criptófono puede ser transmitida por cualquier medio convencional, grabada en cinta magnética, etc. Basta sólo con que en el extremo contrario de la cadena haya un des-criptófono que haga la señal de nuevo inteligible. El criptófono y des-criptófono son, de hecho, un mismo circuito.

La palabra tiene un espectro constantemente variable, de elevada complejidad y gran dinamismo. Es evidente que en la medida en que se modifique su espectro, la señal vocal será menos inteligible. Esto es exactamente lo que vamos a tratar de conseguir.
La idea es muy antigua; los primeros criptófonos electrónicos, montados con componentes discretos, eran casi inaccesibles al aficionado debido a su elevada complejidad. La aparición y desarrollo de los circuitos integrados ha alterado profundamente esta situación.
Hablemos del tema de la deformación o distorsión para evitar posibles confusiones al lector. Por una parte, la deformación de señales es necesaria en muchas aplicaciones musicales específicas: se invierten grandes dosis de ingenio para crear condiciones de distorsión en los dispositivos para efectos especiales. No obstante, en otro orden, los diseñadores luchan enconadamente con la distorsión a la hora de crear equipos de audio de alta fidelidad (HI-FI). En los criptófonos, aunque suene a paradójico, hay que simultanear ambas tendencias: el proceso de deformación tiene que ser reversible. En otras palabras, el sonido deformado debe admitir, en una segunda fase, su recomposición o «re-distorsión» dando como resultado el sonido original.
El criptófono que vamos a describir trata la señal vocal en «espejo» o, lo que es lo mismo, invierte literalmente su espectro de frecuencias. Las altas frecuencias se transforman en frecuencias bajas y viceversa. Después de sometida a este tratamiento, la señal se hace ininteligible, sin embargo, resulta evidente que bastará con aplicarle de nuevo la misma operación para restituir a la señal de origen su inteligibilidad.
La figura 1 muestra el diagrama de bloques del criptófono. Debido a que el montaje está previsto exclusivamente para el tratamiento de la voz, no tenemos en cuenta más que la banda de frecuencias en la que se situa la señal oral. En principio, un filtro paso-bajo retiene las frecuencias superiores a 3200Hz, éstas podrían comprometer el correcto desarrollo del proceso de deformación.
La señal filtrada se aplica a un modulador lineal en anillo capaz de multiplicar dos señales, una por otra. El circuito actúa realmente como multiplicador de cuatro cuadrantes. La denominación «cuatro cuadrantes» significa que las señales multiplicadas pueden adoptar ambas valor positivo o negativo. En el caso que nos ocupa, la señal de entrada se multiplica por una señal interna cuya frecuencia es de 3.500Hz. A la salida del multiplicador aparecerán las frecuencias suma y diferencia de las dos señales operadas. Así, por ejemplo, si se aplica una señal de entrada de 300 Hz dispondremos en la salida de una frecuencia de 3.500 Hz + 300 Hz = 3.800 Hz y de otra de 3.500 Hz—300 Hz = 3.200 Hz. Esto es extensivo a cualquier frecuencia de entrada comprendida entre 300Hz y 3.200Hz, siempre que se trate de una señal oral. Para 3.200Hz las frecuencias suma y diferencia entregadas por el multiplicador de cuatro cuadrantes serán 6.700Hz y 300Hz, respectivamente.
La figura 2 ilustra el proceso, aunque de una forma gráfica. En A aparece el espectro oral que, aplicado a un multiplicador de cuatro cuadrantes, producirá dos bandas laterales —reflejo una de la otra— con una frecuencia central de 3.500Hz (B). Esta frecuencia de 3.500Hz es el resultado de la multiplicación de la frecuencia del oscilador interno de 3.500Hz por la frecuencia de 0Hz permanente en la entrada: 3.500 Hz + 0Hz = 3.500 Hz y 3.500 Hz—0Hz = 3.500 Hz ¿correcto? Es necesario suprimir la frecuencia «omnipresente» de 3.500Hz, de lo contrario perturbará la señal resultante del tratamiento. El circuito incluye el filtro necesario para este cometido si bien, éste es insuficiente. Sin embargo y afortunadamente, el multiplicador utilizado en el criptófono es un modulador balanceado de tal forma que la frecuencia de 3.500Hz desaparece de la señal de salida.
El multiplicador está seguido por un segundo filtro paso-bajo (filtro de palabra) que suprime la banda de frecuencia superior de la salida del multiplicador de cuatro cuadrantes. Lo que ahora permanece en la

salida es la imagen es la imagen reflejada del espectro armónicc de la señal vocal de entrada al criptófono (Fig. 1C). Nuestro cerebro humano es capaz de reconocer esta señal. A partir de ahora, el contenido del mensaje oral queda protegido y puede lanzarse al aire, a traves de los medios de comunicación tradicionales, sin riesgo de que lo intercepte cualquier oido indiscreto.
Como ya se ha mencionado en la introducción del artículo, utilizaremos el mismo circuito para devolver a la señal deformada toda su inteligibilidad original. En consecuencia, el diagrama de bloques de la figura 1 es perfectamente útil para analizar el funcionamiento del des-criptófono.
El des-criptófono tendrá que recomponer la señal de origen invirtiendo el espectro oral reflejado (C en la fig. 2) ¿Difícil?... ¡ni mucho menos! ya que basta con repetir el proceso anterior por segunda vez. Supongamos un grupo de dos espejos en el que el segundo refleja la imagen en su forma original. De forma análoga, la señal oral invertida es re-invertida de nuevo. Al aplicar el «galimatías» a la entrada del multiplicador de cuatro cuadrantes (A en la figura 3) se obtienen dos bandas de frecuencias simétricas, tal como aparece en B de la figura 3. Observamos de inmediato que la banda inferior coincide con la banda original según la representa la figura 2 en A. Así pues, basta con filtrar la señal eliminando la banda superior para obtener la señal de origen (C en la figura 3).
Todo esto funciona a pedir de boca siempre y cuando la frecuencia del oscilador interno del des-criptófono coincida con la del criptófono. El efecto resultante de una variación entre ambas frecuencias da lugar a una «cacofonía» vocal muy interesante, aunque «enfurecedora» para el que deba oir el sonido entregado por el des-criptófono.

Circuito del criptófono/ descriptófono

El esquema del circuito es el que representa

1

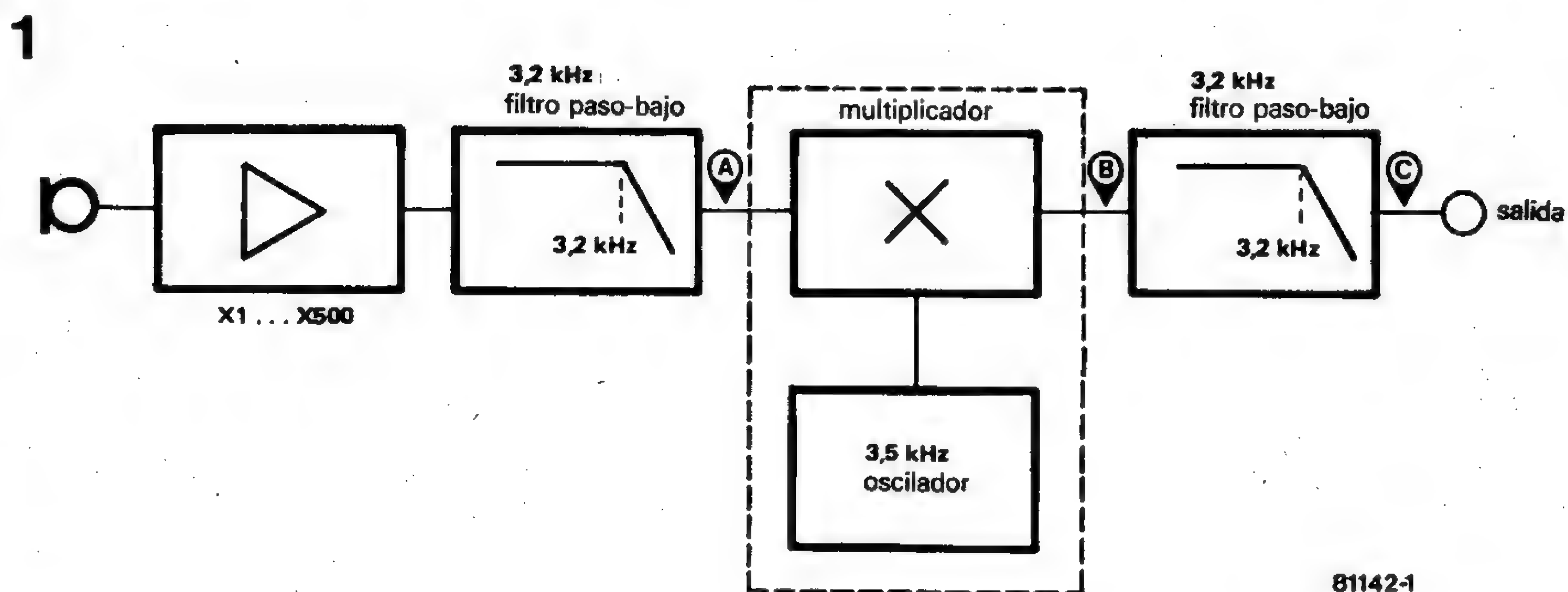


Figura 1. Diagrama de bloques del criptófono. El sistema es utilizable tanto para la «deformación» como para la «recomposición» del mensaje oral. El corazón del circuito es el multiplicador de cuatro cuadrantes.

2

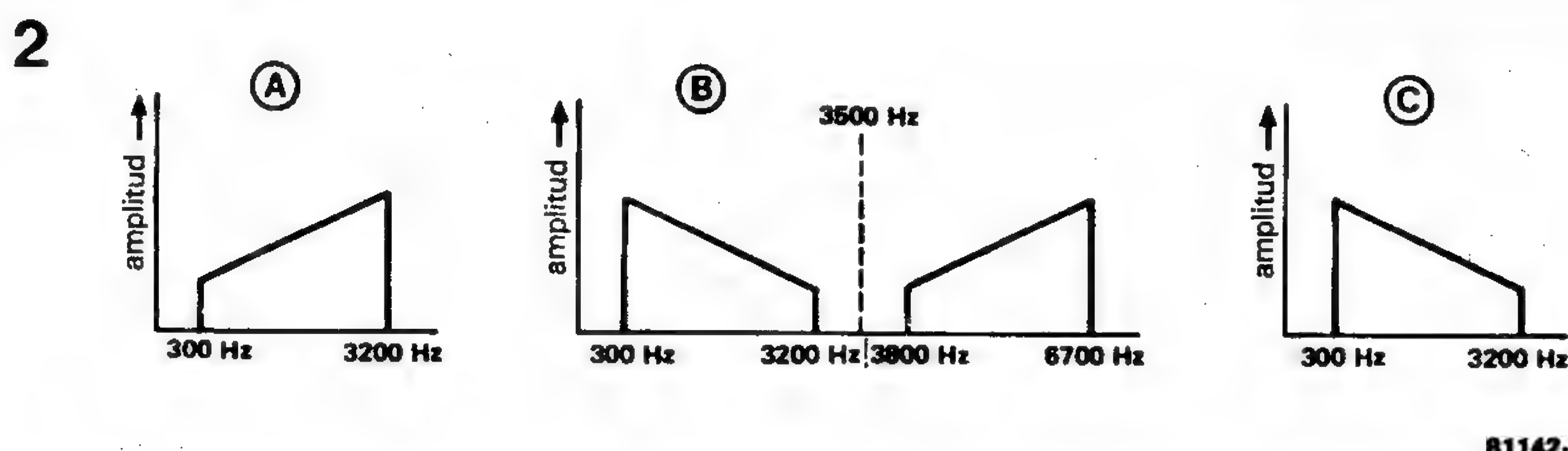


Figura 2. A es el espectro armónico que recibe el criptófono. El multiplicador de cuatro cuadrantes lo convierte en dos bandas de frecuencias simétricas (B). La banda superior es eliminada por un filtro paso-bajo. El resultado (C) es un espectro armónico que coincide con la imagen reflejada del espectro original (A).

3

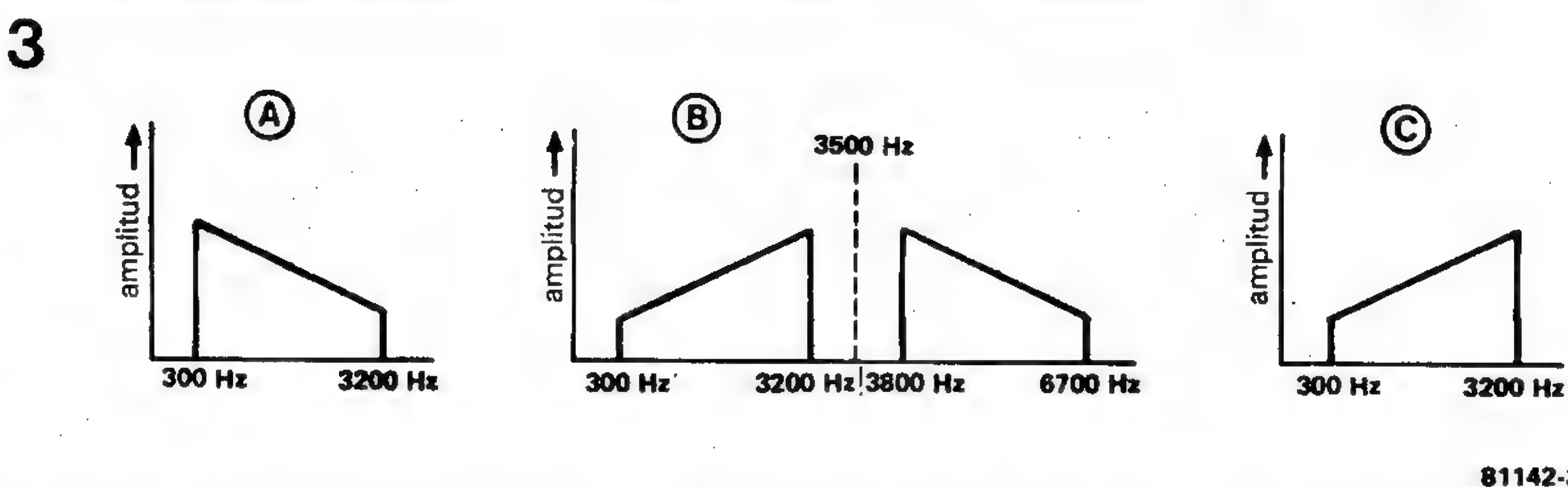


Figura 3. Para «recomponer» la señal basta con que sea tratada de nuevo por el circuito. La señal deformada (A) se aplica a la entrada del multiplicador; éste proporciona como salida las dos bandas de frecuencia que aparecen en B. Una vez suprimida la banda «parásita» obtenemos el espectro de origen C que coincide con el gráfico A de la figura 2.

4

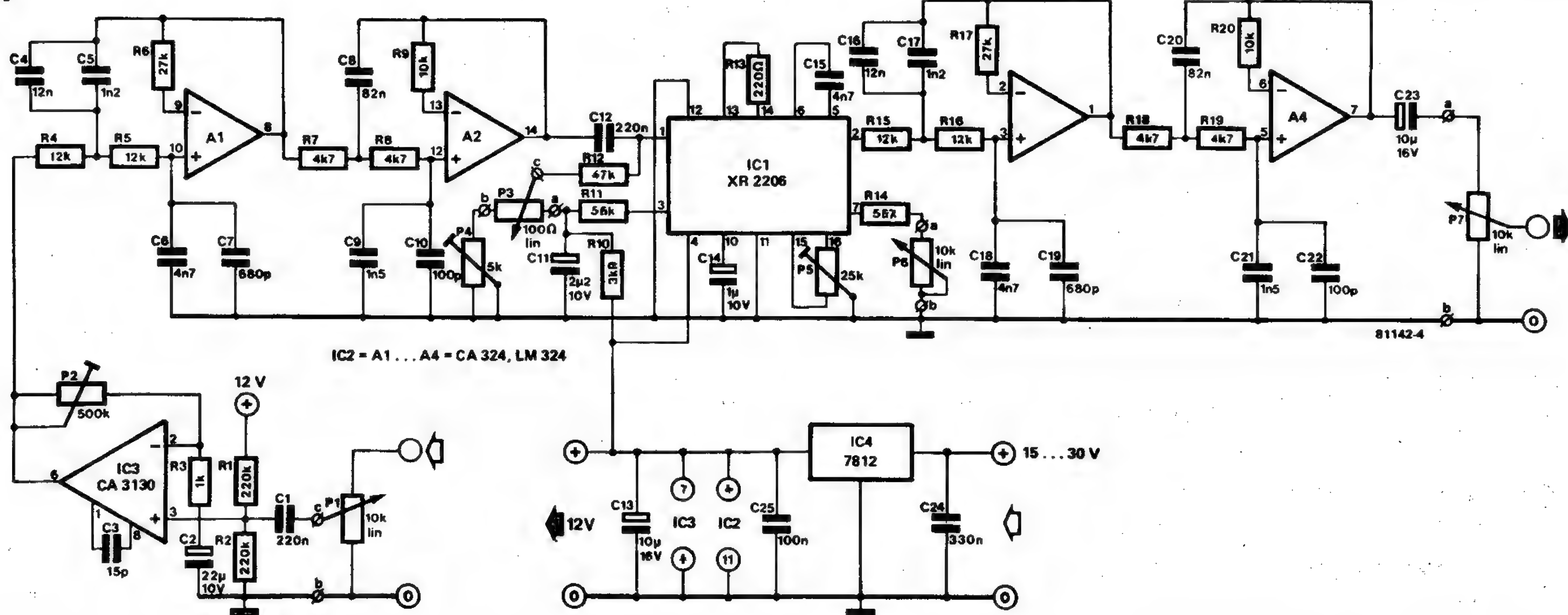


Figura 4. Esquema completo del criptófono. La «puesta en clave» del mensaje oral corre a cargo del circuito integrado XR2206. IC3 asegura la amplificación de la señal de entrada. Antes y después del multiplicador existen sendos filtros paso-bajo. el primero (A1/A2) limita el espectro aplicado al multiplicador a la gama de frecuencia útiles para la señal oral. El segundo (A3/A4) filtra la banda de frecuencias superior producida por el multiplicador.

5

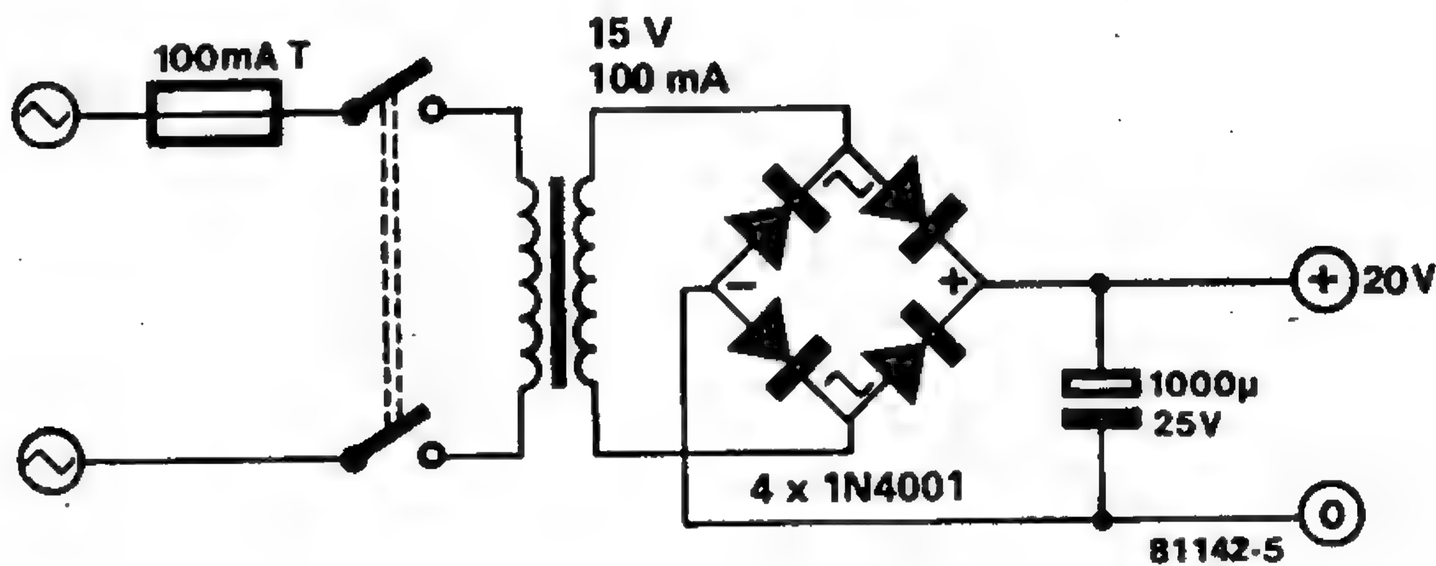
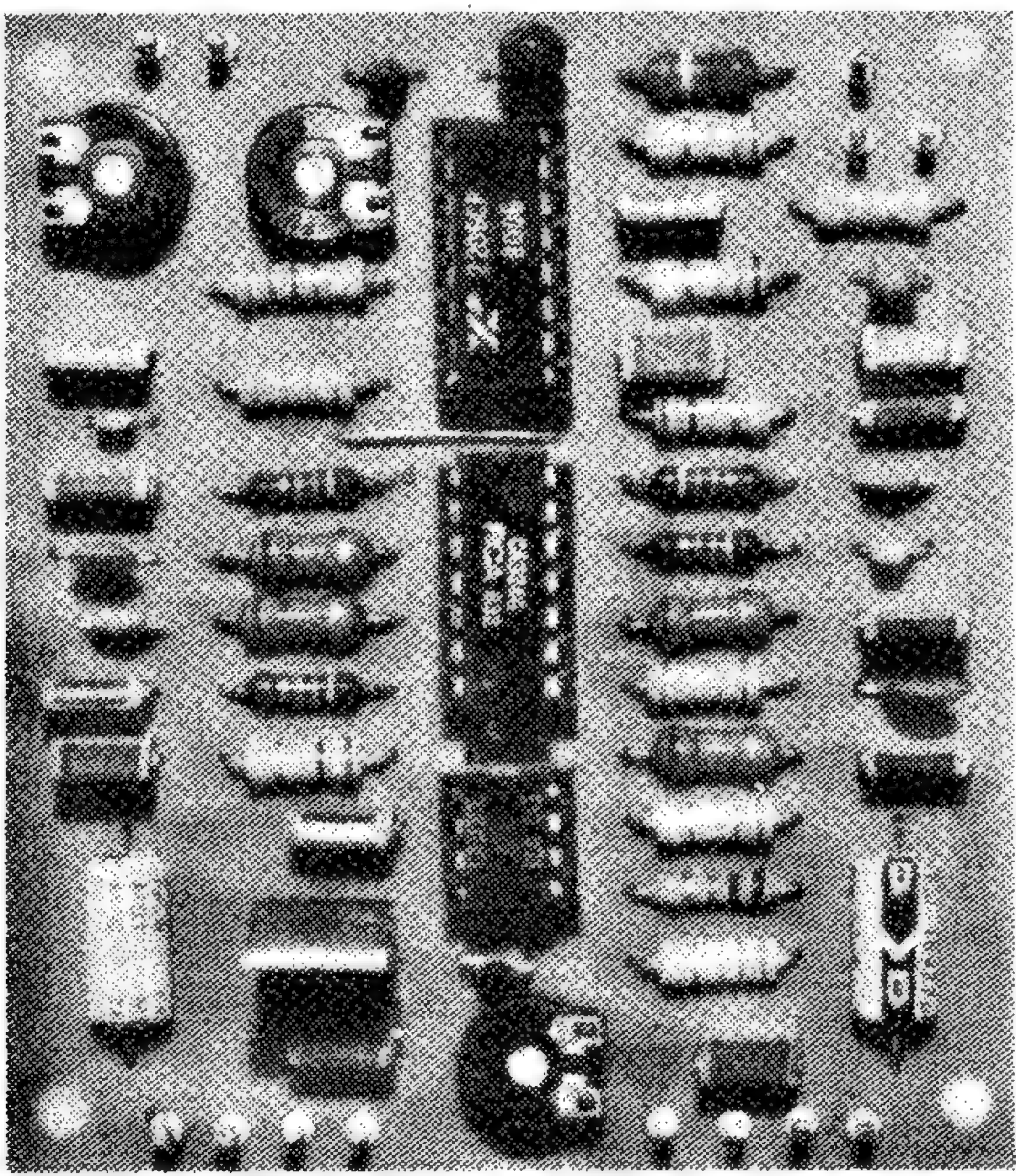
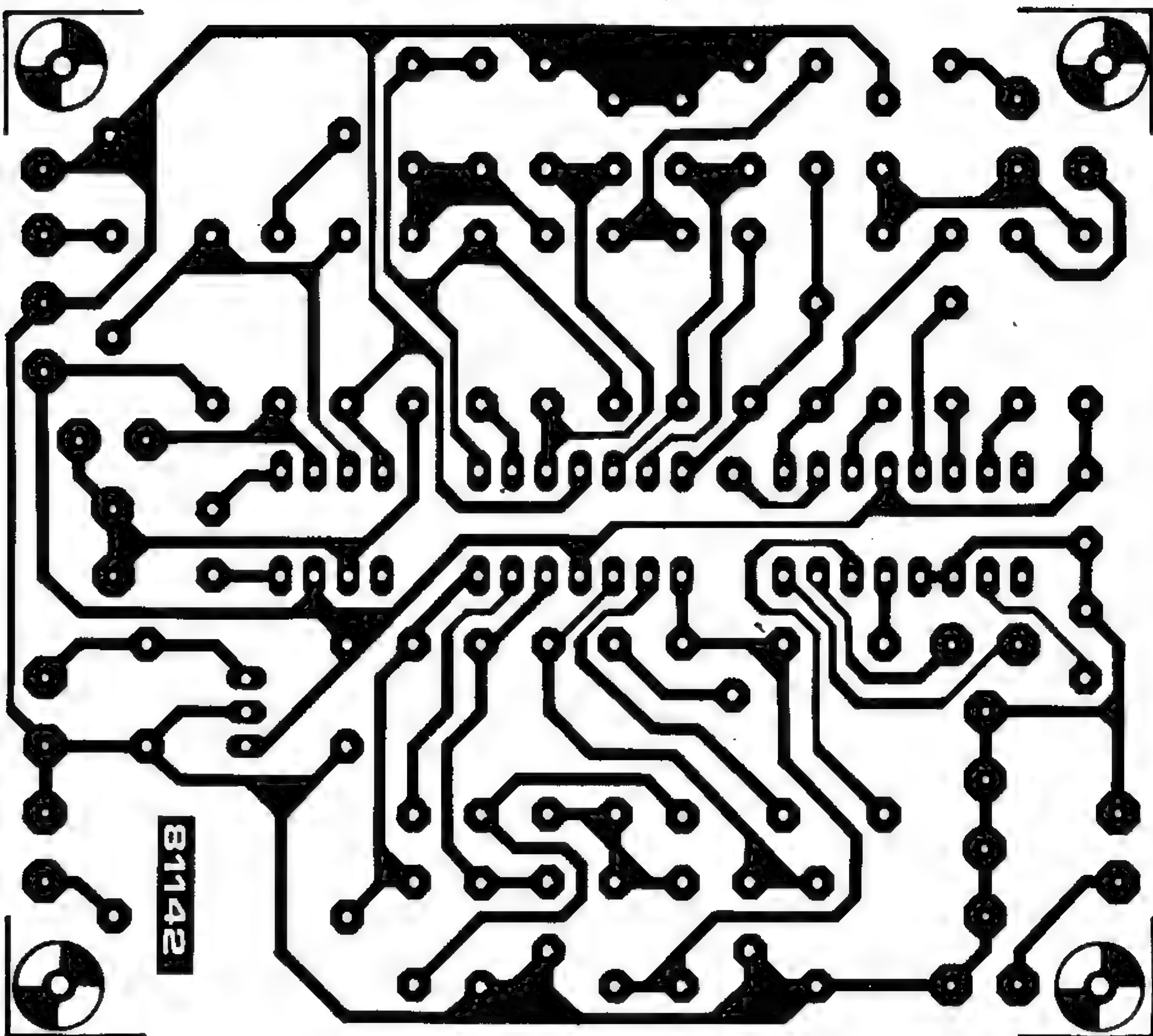


Figura 5. Si el criptófono no puede alimentarse a través del dispositivo al que está conectado, se puede utilizar a tal efecto la solución que damos en esta figura.



6



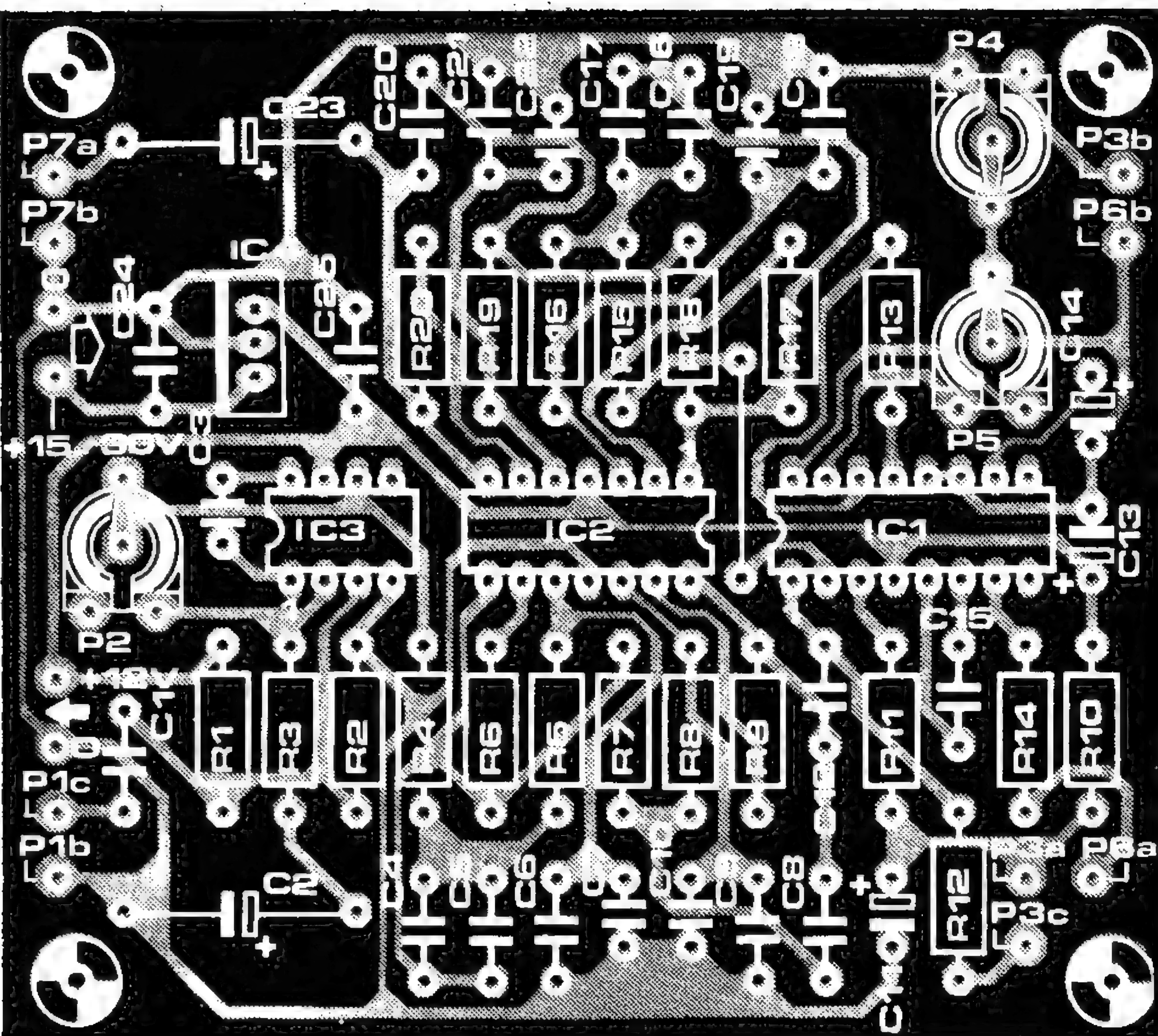


Figura 6. Trazado de las pistas de cobre y distribución de componentes sobre la tarjeta de circuito impreso del criptófono/des-criptófono.

Lista de componentes:

Resistencias:
R1,R2 = 220 k
R3 = 1 k
R4,R5,R15,R16 = 12 k
R6,R17 = 27 k
R7,R8,R18,R19 = 4k7
R9,R20 = 10 k
R10 = 3k9
R11,R14 = 56 k
R12 = 47 k
R13 = 220 Ω
P1,P6,P7 = 10 k lin.
P2 = 500 k (ver texto)
P3 = 100 Ω lin.
P4 = ajustable 5k
P5 = ajustable 25k

Condensadores:
C1,C12 = 220 n
C2 = 22 µ/10 V
C3 = 15 p
C4,C16 = 12 n
C5,C17 = 1n2
C6,C15,C18 = 4n7
C7,C19 = 680 p
C8,C20 = 82 n
C9,C21 = 1n5
C10,C22 = 100 p
C11* = 2µ2/10 V
C13*,C23 = 10 µ/16 V
C14* = 1µ/10 V
C24 = 330 n
C25 = 100 n

Semiconductores:
IC1 = XR 2206
IC2 = CA 324, LM 324
IC3 = CA 3130 (DIL)
IC4 = 7812

* Tántalo o electrolítico radial.

la figura 4. El primer componente que nos llama la atención es nuestro ya conocido generador de funciones XR2206. Este circuito integrado incorpora —entre otras etapas— un multiplicador de cuatro cuadrantes y un oscilador, que constituirán la base de nuestro montaje. El operacional IC3 forma parte de una etapa preamplificadora. La señal oral, deformada o no, ingresa en ella a través del potenciómetro de volumen P1. Cuando el circuito se utiliza como criptófono, la señal de entrada procederá de un micrófono. Si por el contrario, el montaje se emplea como des-criptófono, la entrada del circuito estará conectada a un amplificador, receptor, magnetófono, teléfono, etc. El potenciómetro P2 nos permite ajustar el factor de amplificación entre 1 y 500. El resultado idóneo se obtiene cuando la señal aplicada en la patilla 6 de IC3 está comprendida entre 200 mV y 1 V (valor efectivo). El hecho de recurrir a un amplificador operacional del tipo CA3130 garantiza un ancho de banda suficiente, incluso cuando el factor de amplificación es de 500.
Con la ayuda de las resistencias R1 y R2 se lleva la salida de IC3 a un nivel de tensión continua de 6V. Esta tensión continua es necesaria para el correcto funcionamiento del filtro que sigue a IC3. Una vez alimentado el montaje, es necesario aguardar algunos segundos antes de que tal tensión se haga presente en la salida de IC3. Concretamente, hay que esperar a que el condensador C2 se cargue a 6V a través de P2.
Antes y después del multiplicador de cuatro cuadrantes hay un filtro paso bajo —tipo Chevischev— de 4.° orden (24dB/octava), organizado entorno a dos amplificadores operacionales y con una frecuencia de corte de 3.200 Hz. Al igual que en la entrada del primer filtro tenemos un nivel de continua entregado por la salida de IC3, disponemos de otra tensión continua en la entrada del segundo entregada, en este caso, por la patilla 2 de IC1.
La frecuencia del oscilador incluido en IC1 es ajustable por medio de P6. A su vez, la simetría de la señal generada por el oscilador se ajusta con la ayuda de P5. Un buen ajuste de la simetría impide que la señal de entrada aparezca en la línea de salida. P3 y P4 se encargan del ajuste del nivel de tensión continua en la entrada del multiplicador; cuando éste está bien equilibrado, la frecuencia del oscilador es totalmente inaudible. Para una corrección eventual recurriremos a P3.
El circuito multiplicador es extremadamente sensible a la estabilidad de la tensión de alimentación. La estabilidad del balanceado está estrechamente relacionada con la estabilidad de esta tensión. Esta circunstancia nos la resuelve el regulador de tensión 7812, cuya entrada debe estar comprendida entre los 15V y 30V. La figura 5 muestra como obtener una tensión próxima a los 20V a partir de la tensión alterna de la red. Si es necesario el montaje puede alimentarse a partir del dispositivo al que se conecte; su consumo es del orden de 30 mA.

Montaje y ajuste

La tarjeta de circuito impreso que proponemos para el montaje del criptófono aparece en la figura 6. Esta puede recibir todos los componentes que intervienen en el esquema de la figura 4. Para los circuitos integrados IC1, IC2 e IC3 es muy conveniente utilizar zócalos: no es tarea agradable desoldar un circuito integrado si, por cualquier motivo, hubiera que sustituirlo.
La disipación del regulador de tensión IC4 es muy baja, por lo que no es preciso dotarlo de radiador alguno. Si el criptófono se destina únicamente a la «deformación» de mensajes grabados en cinta magnética, sólo es necesaria una tarjeta de circuito impreso. Para esta aplicación, P2 debe ser un potenciómetro de eje en lugar de un ajustable, ya que será preciso actuar fácilmente sobre el mismo con el fin de calibrar la sensibilidad.
En definitiva, el mismo circuito se utilizará para «deformar» y «conformar» la voz.
Si se pretende incorporar el circuito a un sistema de comunicación (transceptor o teléfono), será necesario incluir un des-criptófono en el extremo receptor de la cadena.
Una vez que el circuito está montado y alimentado con una tensión convenientemente estabilizada, hay que proceder a su ajuste. Para empezar, los cursores de P1, P4 y P7 se llevan a masa y los de P3, P5 y P6 a su posición intermedia, con P2 en la posición de mínima resistencia. La salida del criptofono se conecta a la entrada de un amplificador provisto de altavoz. P7 se ajusta hasta lograr que la señal del oscilador sea claramente audible. Entonces, se ajustará la frecuencia del oscilador a 3.500Hz por medio de P6. Si el lector no dispone de osciloscopio o frecuencímetro, colocará P6 en su posición intermedia. La posición de calibrado de P6 se marcará en el panel frontal. Durante el proceso de «deformación» se mantendrá P6 en la referida posición. No obstante, durante la fase de «conformación», la posición de P6 puede ser eventualmente corregida. Hemos mencionado en un párrafo anterior que la señal de 3.500 Hz no debe aparecer en la salida. Para conseguir su supresión contamos con P4. Bien es cierto que siempre quedará una pequeña fracción de señal; la eliminación absoluta de la señal del oscilador es imposible. Una vez que el ajuste sea ópimo (multiplicador equilibrado), cualquier deriva accidental debida a la inestabilidad térmica puede ser compensada con la ayuda de P3.
A continuación, aplicaremos una señal sinusoidal de 600 Hz a la entrada y actuaremos sobre P1 hasta que se hagan audibles simultáneamente los dos tonos: uno de 3.500 Hz - 600 Hz = 2.900 Hz y otro de 600 Hz. De ser necesario, aumentaremos la amplificación de IC3 por medio de P2. Acto seguido, giraremos P5 hasta que el tono de 600 Hz desaparezca y quede sólo la señal de 2.900 Hz. Para generar la señal de calibración de 600 Hz podemos utilizar el montaje de la figura 7. Este circuito puede construirse sobre un trozo de placa de circuito impreso. La alimentación necesaria de 12V podemos tomarla del mismo criptófono.
El circuito criptófono está ya listo para entrar en funcionamiento. Si se han montado dos circuitos, podrá verificarse su funcionamiento de forma muy fácil sin más que conectarlos en serie. El primero «deformará» la señal mientras que el segundo la «conformará» de nuevo a su estado original. Conecte un micrófono a la entrada del criptófono (primer circuito) y un amplificador provisto de altavoz a la salida del des-criptófono (segundo circuito). Si el ajuste es correcto la voz se reconocerá perfectamente y el mensaje debe ser inteligible, aunque sin esperar una reproducción de alta fidelidad. En este punto puede ser útil reajustar P6 y precisar la sensibilidad con ayuda de P2.
Desconecte el des-criptófono y ponga en su lugar el amplificador: el sonido que reproduce el altavoz será ahora de naturaleza ininteligible. Para probar la eficacia de su criptófono, conecte a la entrada un receptor de radio, busque un asiento cómodo ¡y trate de descifrar las noticias de última hora!

7

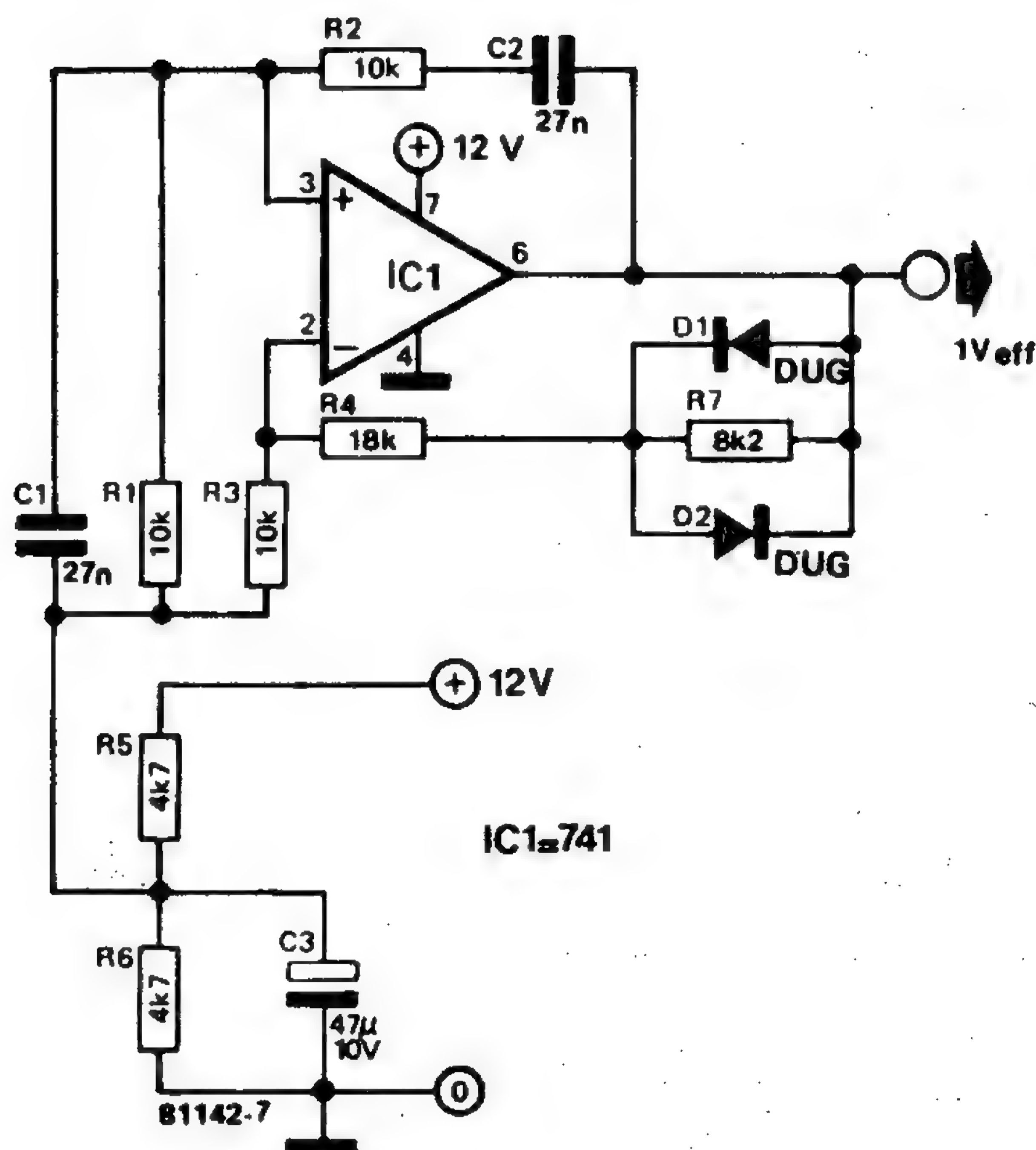


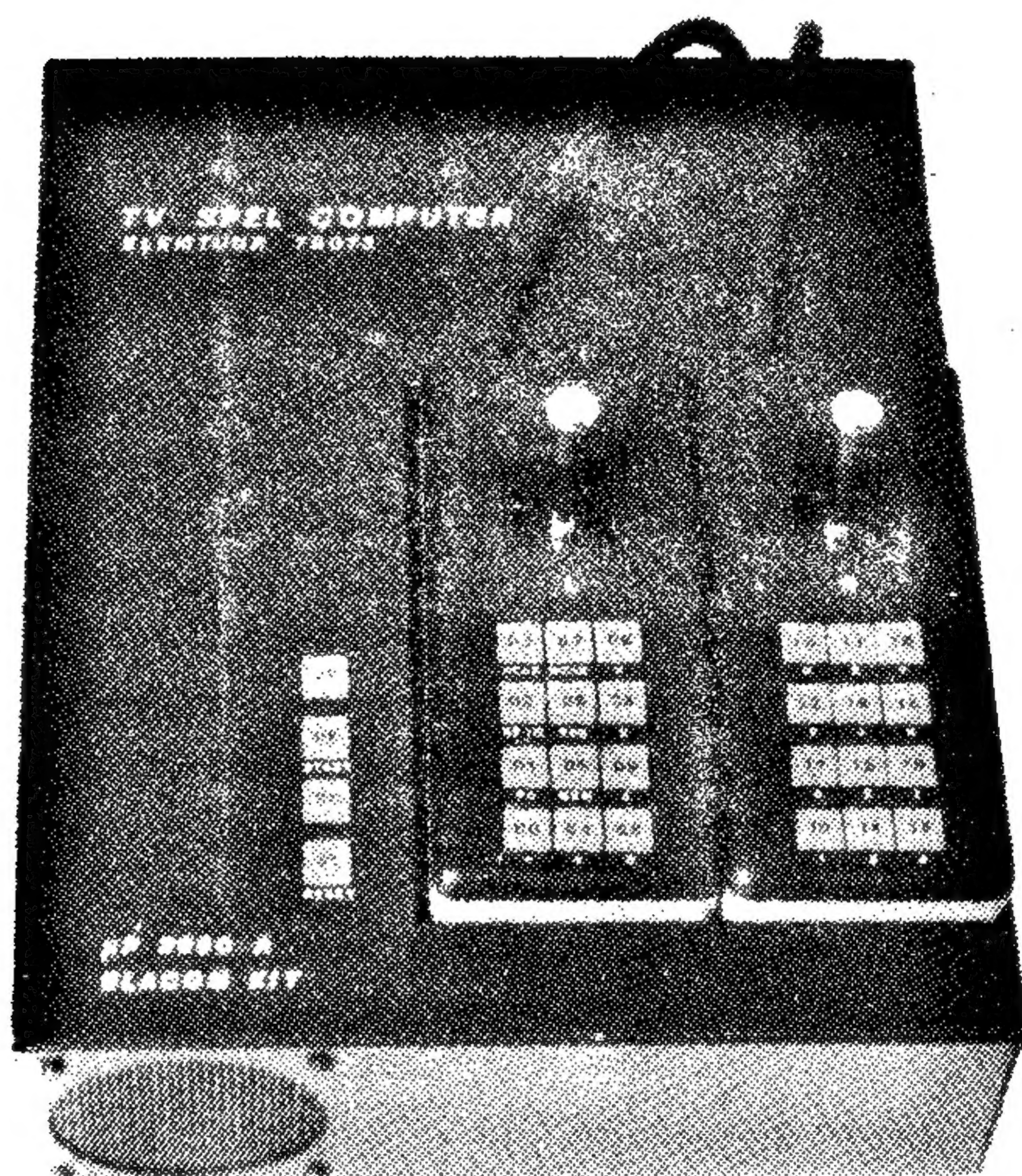
Figura 7. Si no se dispone de un generador sinusoidal para la señal de prueba de 600Hz, puede montarse el circuito de la figura capaz de generar la señal en cuestión.

Lo prometido es deuda

más sobre juegos TV

A raiz de los dos últimos artículos sobre el ordenador de juegos TV, aparecidos en los números de Enero y Abril, han llegado a nuestra redacción muchas comunicaciones de nuestros lectores. El presente artículo se ha elaborado a partir de la confrontación de las experiencias y sugerencias procedentes de nuestros lectores con nuestras propias reflexiones. No nos cabe la menor duda de que las siguientes páginas incluyen aclaraciones y materia de discusión suficiente como para ocupar la atención del lector interesado.

Vamos a empezar hablando de las palancas de control o sticks. Lo menos que podemos decir al respecto es que los datos y sugerencias recibidas son de los más amplio y variado. Desafortunadamente, se deslizó un error en el programa de prueba y calibración de los sticks incluido en la tabla 17 de Elektor Abril: en la posición Ø97A, la instrucción correcta debe ser ØE427B en lugar de ØE4278 como el texto indica. El texto visualizado permanecerá incoherente hasta que no se rectifique esta instrucción.
Un elevado número de lectores han descubierto este error (o han elaborado su propia versión del programa), esto se ha traducido en la recepción de un gran número de «datos de stick» muy diversos entre sí. Los valores mínimos varían entre Ø5 y 28 y los máximos entre 25 y FA. La gama media de valores oscila ente 15 y 7E. Pero ¿qué es lo que hay que hacer cuando el valor mínimo obtenido por una persona supera el valor máximo obtenido por otra? El único dato en el que coinciden todos (sin constituir sorpresa alguna) es el valor que corresponde a ningún stick conectado: ØD.
Dada esta realidad, pensamos que disponemos de una solución que debería satisfacer a todos. Esta se basa en dos conclusiones derivadas de los anteriores resultados:



- Si hay que utilizar los sticks, es esencial proceder a su calibración (automática).
- Siempre que sea posible, es conveniente emplear las palancas de control como interruptores de cuatro direcciones, indicando: «arriba», «abajo», «izquierda» o «derecha».

Cualquier tentativa de obtener los datos correspondientes a todas las posibles posiciones, con la particularidad de que sea utilizable en otros ordenadores además de en el propio, está abocada al fracaso. Por supuesto, es evidente que el problema no existe para programas estrictamente personales. Antes de describir nuestra solución hay otro punto que es necesario clarificar. Como han indicado algunos lectores, nuestra definición de los sticks no es la «ideal». Más aún, no corresponde con la utilizada en el programa que figura en el archivo 1 del disco ESS003, ni tampoco con la que utilizan los «ordenadores de juegos TV» que existen en el mercado basados en la misma CPU y PVI. Debido a este cúmulo de razones hemos decidido especificar los siguientes «estandars»:

- Stick izquierdo: dirección 1FCC.
- Stick derecho: dirección 1FCD.
- Movimiento horizontal: indicador a Ø
  Movimiento vertical: indicador a 1
- Valor del dato bajo: a izquierda o arriba
  Valor del dato alto: a derecha o abajo

Es evidente que si se quiere que un ordenador para juegos TV ya montado se adapte a esta normalización, será necesario efectuar modificaciones en el cableado, no demasiadas afortunadamente. La tabla 17 (en la que se habrá efectuado la refierida corrección) proporciona el adecuado método de verificación.

Volvamos, sin embargo, a nuestra «solución». Se trata de una rutina de calibración automática y de «escrutación de sticks» que es posible incorporar a cualquier programa que implique a los sticks. La tabla 1 da el programa completo. Tal como se observa en la tabla, la rutina de calibración inicial empieza en la dirección ØF94. No obstante, podemos arrancar el programa de dos formas distintas: 1FØF94 (BCTA, UN) ó 3FØF94 (BSTA, UN). En este último caso, la rutina de calibración finaliza, según podemos ver, en la dirección ØFAF con 16, CØ, CØ. En el primer caso es posible insertar, en la misma dirección, una instrucción de ramificación 1Exxxx hacia cualquier posición que se estime oportuno. En ambos casos, la rutina de calibración se ejecuta al lanzar el programa. Se parte del supuesto de que las palancas de control están en la posición central; los puntos de conmutación relativos a estas posiciones se calculan y almacenan a partir de la dirección ØFCØ.

Dicho sea de paso, la rutina «espera de VRLE» (dirección inicial ØF8Ø) puede revelarse como particularmente útil en diversos puntos del programa principal.
Una vez calibrados los sticks, el control lo toma de nuevo el programa principal. En cualquier zona del programa puede solicitarse la escrutación de los sticks a través de la subrutina que arranca en la posición ØFC8. Para garantizar la correcta operación, este «salto a subrutina» debe producirse al final de una trama; por ejemplo, después de un bucle de «espera de VRLE». En función del programa, puede ser útil disponer de diversas variantes de la rutina en cuestión:

- en la posición ØFC8, puede seleccionarse el bloque superior de registros (con el fin de proteger los datos existentes en los registros R1...R3) sustituyendo la instrucción almacenada por la nueva 7712.
- es posible añadir instruciones a partir de la dirección ØFF8; esto permite borrar el bloque de registros (751Ø = CPSL, RS) o introducir en memoria los datos obtenidos: el registro R2 contiene los datos propios del stick izquierdo, mientras que el registro R3 contiene los datos del stick derecho.
- la instrucción situada en la posición cuya dirección es ØFD5, depende del punto en el que el indicador es puesto a cero o no. Es evidente que para muestrear las posiciones horizontal y vertical del stick, el indicador tiene que ser puesto a 1 y a Ø en tramas alternativas. La rutina dada presupone que el indicador se modifica después de lanzada la subrutina de escrutación de los sticks. En algún caso, puede ser preferible modificar antes el indicador: la instrucción situada en ØFD5 tendrá que ser entonces 18Ø2.
- si es necesario, la rutina completa puede situarse en cualquier otra zona de la memoria.

Dado que la mayor parte de las instrucciones utilizan direccionamiento relativo, no será preciso modificarlas. Las únicas excepciones son las instrucciones con direccionamiento indexado-absoluto situadas en las posiciones ØFB6, ØFB9, ØFD9, ØFEØ, ØFEA y ØFF1. Todas ellas dependen de la situación de los datos almacenados en nuestro caso a partir de la posición ØFCØ.
En la tabla 2 damos un programa de demostración muy simple que ilustra la forma

Tabla 1

Rutinas de calibrado y escrutación de los sticks

```
ØF8Ø   Ø881      LODR,RØ,Ind
ØF82  ┌→ØC1FCB   LODA,RØ        SUBRUTINA:
ØF85  │ F44Ø     TMI,RØ         ESPERA DE VRLE
ØF87  └─9879     BCFR
ØF89    17       RETC,UN

ØF8A    C1       STRZ,R1
ØF8B    51       RRR,R1
ØF8C    51       RRR, R1
ØF8D    453F     ANDI,R1
ØF8F    A1       SUBZ,R1        SUBRUTINA:
ØF9Ø    C2       STRZ,R2        CALCULO DE LOS LIMITES
ØF91    81       ADDZ,R1
ØF92    81       ADDZ,R1
ØF93    17       RETC,UN

RUTINA DE CALIBRACION
ØF94    766Ø     PPSU,II/Flag   indicador a 1 = vertical
ØF96    7518     CPSL,RS/WC
ØF98  ┌→3B66     BSTR,UN        borrar VRLE,
ØF9A  │ 3B66     BSTR,UN        aguardar una escrutación
ØF9C  │ Ø8BØ     LODR,RØ,Ind    1FCC = izquierda
ØF9E  │ Ø6B1     LODR,R3,Ind    1FCD = derecha
ØFAØ  │ 3B68     BSTR,UN        calcular y almacenar
ØFA2  │ C81D     STRR,RØ        los límites inferior
ØFA4  │ CA1A     STRR,R2        y superior izquierdo
ØFA6  │ Ø3       LODZ,R3
ØFA7  │ 3B61     BSTR,UN        calcular y almacenar
ØFA9  │ C818     STRR,RØ        los límites inferior
ØFAB  │ CA15     STRR,R2        y superior derecho
ØFAD  │ B44Ø     TPSU,flag      retorno si los límites
ØFAF  │ 16       RETC           están posicionados.
ØFBØ  │ CØ,CØ    2xNOP          Nota: ramificación absoluta
ØFB2  │ 744Ø     CPSU,flag      con 1Exxxx.
ØFB4  │ Ø5Ø4     LODI,R1
ØFB6  │┌→ØD4FCØ  LODA,I-R1      Desplazamiento de los datos
ØFB9  ││ CD6FC4  STRA,I/R1
ØFBC  │└─5978    BRNR,R1
ØFBE  └──1B58    BCTR,UN

         bajo alto    bajo alto
ØFCØ      ØØ  ØØ       ØØ  ØØ   ← hor.    Datos de los límites
ØFC4      ØØ  ØØ       ØØ  ØØ   ← vert.
        izquierda     derecha

SUBRUTINA DE ESCRUTACION DE STICKS
ØFC8    77Ø2     PPSL,COM       (7712 = PPSL,RS/COM)
ØFCA    2Ø       EORZ,RØ
ØFCB    C1       STRZ,R1        borrar R1, R2 y
ØFCC    C2       STRZ,R2        cargar dato sticks
ØFCD    ØC1FCC   LODA,RØ
ØFDØ    ØF1FCD   LODA,R3
ØFD3    B44Ø     TPSU,flag      posicionamiento de R1
ØFD5  ┌─98Ø2     BCFR           si vertical
ØFD7  │ Ø5Ø4     LODI,R1        Nota: algunas veces es
ØFD9  └→ED2FBF   COMA,I+R1      necesario 18Ø2= BCTR.
ØFDC  ┌─9AØ2     BCFR
ØFDE  │ A6Ø1     SUBI,R2        Resultado de la posición
ØFEØ  └→ED2FBF   COMA,I+R1      del stick izquierdo a R2.
ØFE3  ┌─99Ø2     BCFR
ØFE5  │ 86Ø1     ADDI,R2
ØFE7  └→Ø3       LODZ,R3
ØFE8    Ø7ØØ     LODI,R3
ØFEA    ED2FBF   COMA,I+R1
ØFED  ┌─9AØ2     BCFR           Resultado de la posición
ØFEF  │ A7Ø1     SUBI,R3        del stick derecho a R3.
ØFF1  └→ED2FBF   COMA,I+R1
ØFF4  ┌─99Ø2     BCFR
ØFF6  │ 87Ø1     ADDI,R3
ØFF8  └→17       RETC,UN
ØFF9    CØ                      espacio para 751Ø= CPSL,RS,
  ,     ,                       y/o CExxxx para transferencia
  ,     ,                       de datos.
ØFFF    CØ
```

en que actúa esta rutina. Una vez que se han cargado ambos programas (tablas 1 y 2) se arranca el programa principal a partir de la posición cuya dirección es Ø9ØØ. Los dos primeros «objetos» que corresponden, respectivamente, a la visualización de «PC» y «=» saltarán al centro de la pantalla (Ø9ØØ permanece en el ángulo superior derecho de la pantalla). La posición de estos objetos puede ahora ser modificada por medio de las palancas de control izquierda y derecha, respectivamente.
Las sugerencias expuestas deberían ser suficientes para aquellos lectores que desarrollan sus propios programas. Por lo que respecta a los demás, la observación más importante es que todos los programas que serán suministrados por el «servicio de Software» de Elektor rodarán en su ordenador, con la condición de que los sticks estén cableados tal como hemos mencionado anteriormente.

Interrupciones

Ha llegado ya la hora de satisfacer una «solicitud de interrupción» que recibimos con agrado. Tal como hemos dicho, se han recibido un gran número de sugerencias procedentes de nuestros lectores. Uno de los temas más abordados ha sido el relativo a posibilidades de «interrupción». Así, por ejemplo, el Sr. Norman nos ha enviado una extensa carta en la que nos expone lo siguiente:
«Al utilizar las interrupciones Uds. describen un método que consiste en dejar al programa principal dentro de un bucle y abandonarlo cuando sea necesario ejecutar una rutina de interrupción. Este método se traduce en un «despilfarro» de tiempo de tratamiento y yo creo que es preferible «repartir las tareas». Por ejemplo: movimiento del objeto y detección de colisiones en las rutinas de interrupción y actualización del marcador, desplazamiento fuera de la pantalla y escrutación de las teclas en el programa principal. Con el fin de gestionar simultáneamente el programa principal y las interrupciones, es esencial que los registros y los códigos de condiciones no sean incompatibles y Uds. no describen con suficiente detalle las técnicas para lograrlo».
«Si la rutina de interrupción utiliza por ejemplo el bloque superior de registros mientras que el programa principal emplea el bloque inferior, una rutina típica de interrupción puede empezar como sigue:

```
771Ø      PPSL,RS
CCØ8FE    STRA,RØ
13        SPSL
CCØ8FF    STRA,RØ
```

y concluir con:

```
ØCØ8FF    LODA,RØ
93        LPSL
ØCØ8FE    LODA,RØ
751Ø      CPSL,RS
37        RETE,UN
```

Es primordial salvaguardar PSL, de lo contrario el programa principal podría tomar decisiones relacionadas con un código de condición posicionado por la rutina de interrupción».
Todo lo dicho es muy cierto. No obstante —como otro lector nos ha hecho constatar— la rutina anterior no es del todo correcta: después de restituir los datos PSL se carga de nuevo el registro RØ ¡lo que modifica el código de condición! La rutina si-

Tabla 2

Rutina de demostración de los sticks

Ø9ØØ	3FØF94	BSTA,UN	Rutina de calibración
Ø9Ø3	744Ø	CPSU,flag	horizontal
Ø9Ø5	3FØF82	BSTA,UN	espera del VRLE
Ø9Ø8	3FØFC8	BSTA,UN	lectura de sticks
Ø9ØB	Ø828	LODR,RØ	Posición horizontal del objeto 1
Ø9ØD	82	ADDZ,R2	
Ø9ØE	C825	STRR,RØ	
Ø91Ø	CC1FØA	STRA,RØ	
Ø913	Ø821	LODR,RØ	Posición horizontal del objeto 2
Ø915	83	ADDZ,R3	
Ø916	C81E	STRR,RØ	
Ø918	CC1F1A	STRA,RØ	
Ø91B	764Ø	PPSU,flag	vertical
Ø91D	3FØF82	BSTA,UN	espera del VRLE
Ø92Ø	3FØFCA	BSTA,UN	lectura de sticks
Ø923	Ø812	LODR,RØ	Posición vertical del objeto 1
Ø925	82	ADDZ,R2	
Ø926	C8ØF	STRR,RØ	
Ø928	CC1FØC	STRA,RØ	
Ø92B	Ø8ØB	LODR,RØ	Posición vertical del objeto 2
Ø92D	83	ADDZ,R3	
Ø92E	C8Ø8	STRR,RØ	
Ø93Ø	CC1F1C	STRA,RØ	
Ø933	1B4E	BCTR,UN	
Ø935	44 55 77 71		Datos de posición

1

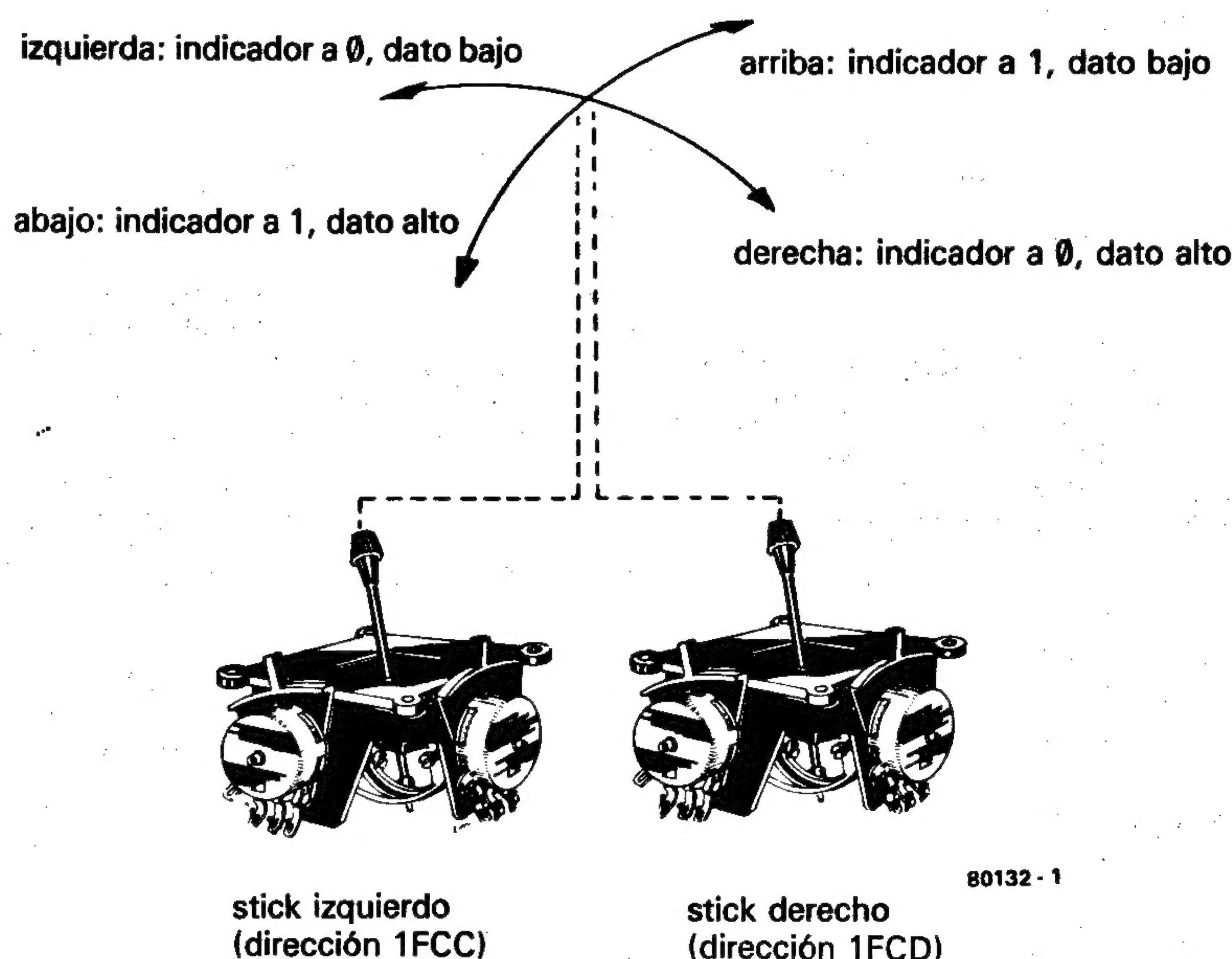


Figura 1. El gráfico ilustra el nuevo «estandar de los sticks» comentado en el texto.

guiente parece satisfacer todas las necesidades:

La rutina de interrupción empezará con:

```
771Ø      PPSL,RS
CC09F1    STRA,RØ
13        SPSL
CCØ9F3    STRA,RØ
24EF      EORI,RØ
CCØ9F5    STRA,RØ
```

y terminará, por ejemplo en Ø9FØ, por:

```
Ø9FØ   Ø4XX   LODI,RØ
Ø9F2   77XX   PPSL
Ø9F4   75XX   CPSL (incluyendo RS)
Ø9F6   37     RETE,UN
```

Por supuesto, las tres direcciones absolutas que figuran en la rutina de «preservar contenido» dependen de la localización de los bytes de la zona de memoria de «restauración».

Un poco más sobre la PVI

Otro de los temas que ha suscitado un mayor número de comentarios es la PVI. Concretamente, dos son los puntos sobre los que más se ha incidido.

- Tal como se puede constatar examinando la documentación relativa a la tarjeta de circuito impreso, en la PVI existen varias direcciones disponibles como memoria temporal o «scratch». Hasta el momento no las hemos utilizado, pero algunos lectores nos han remarcado la posibilidad real de emplear esta zona como si se tratara de una memoria RAM convencional.
- También se refleja en la documentación la circunstancia de que el campo de «entrada/salida y control» está repetido, en realidad, cuatro veces:

1FCØ...1FCD, 1FDØ...1FDD
1FEØ...1FED y 1FFØ...1FFD

Esto reviste un particular interés para los datos almacenados en las posiciones de memoria 1FCA y 1FCB (colisiones, VRLE, etc.). Cada uno de estos bytes es puesto a cero al leerlo, lo que no deja de ser negativo en muchos casos. Al respecto, un lector nos ha comunicado que cuando se lee, por ejemplo 1FCA, sólo este byte se pone a cero mientras que IFDA, IFEA ó IFFA permanecen sin sufrir alteración. Esto significa que puede utilizarse una dirección distinta para recuperar los datos de cada objeto, sin que por ello se modifique la información necesaria posteriormente para otro de los objetos ¡verdaderamente útil!

Preguntas y errores

A menudo se nos pregunta por qué algunos programas cargan el dato Ø4 en la posición de memoria 1E8Ø. No estábamos al corriente de este hecho, si bien, hemos localizado el motivo. Existe una versión comercial de nuestro ordenador para juegos TV que utiliza la misma CPU y PVI; sin embargo, presenta una diferencia: cuando se almacena Ø4 en la posición 1E8Ø, los efectos sonoros se reproducen a través de televisor. Lo cierto es que no sabemos como funciona realmente ya que tal particularidad no afecta a nuestra versión, no obstante, es posible que alguien pueda aclararnos este punto.

Otra pregunta que nos llega con asiduidad es relativa a la resistencia R58. En el esquema la resistencia R58 aparece conectada a la salida de video, lo que es absolutamente correcto. Los lectores con dotes de observación habrán detectado que, en el circuito impreso, esta resistencia está conectada al positivo de la alimentación. Al descubrir este error hemos verificado de inmediato varios de nuestros prototipos para ver cuál era el efecto que producía. Ante nuestra sorpresa más absoluta ¡este error no tenía ninguna incidencia en el funcionamiento del circuito!. Por este motivo, no hemos hablado antes del tema.

Algunos lectores han encontrado un «problema» en lo que respecta al desplazamiento vertical de los duplicados, tal vez no hayamos explicado con detalle que un desplazamiento vertical de «FF» se considera como «menos uno»: el intervalo entre los duplicados se hace nulo. Para borrar por completo los duplicados es necesario almacenar en memoria un desplazamiento igual a «FE».

En otro aspecto, mencionamos en el artículo inicial que sólo estaban autorizados números de archivo hasta el 9. Esta limitación no es correcta: se puede utilizar cualquier número de una sola cifra hexadecimal (1...F).

Un truco muy útil

¿Ha intentado alguna vez escribir un programa?... ¿Y ha descubierto, después de lanzarlo por primera vez, que olvidó incluir algunas instrucciones esenciales?. Usted no es de los primeros a los que le ocurre esto... ¡Bienvenido al club!

Para intercalar las instrucciones necesarias en el programa cargado, puede reemplazar los tres bytes de alguna instrucción original por una instrucción de ramificación incondicional a una zona de memoria vacía; en esta zona se escribe la instrucción eliminada y se añaden las instrucciones que falten, antes de ramificar de nuevo al punto de partida. El procedimiento es absolutamente eficaz pero está muy lejos de ser elegante.

Los lectores que han decodificado el programa de «guerra espacial» (Space Shoot-out) que figura en el segundo disco ESS, destinado al ordenador de juegos TV, saben a lo que se asemeja el resultado final: ¡a un revoltijo!.
La única alternativa consiste en desplazar el resto del programa abriendo el hueco necesario. Desafortunadamente, esta solución puede suponer el desplazamiento de varias páginas de programa, cuidadosamente escritas a mano, tecleándolas de nuevo —con ardua fatiga— en su nuevo emplazamiento. Lo menos que puede argumentarse en contra es que resulta harto aburrido. Es mucho más agradable utilizar una rutina que denominaremos de «transferencia de bloques», con lo que el ordenador se ocupará de la parte tediosa del trabajo.
El principio básico de la rutina es particularmente simple. Supongamos que hay que insertar una instrucción adicional de «almacenamiento absoluto» de 3 bytes en la posición de dirección ØAØØ. El resto del programa que se extiende, por ejemplo, de ØAØØ a ØAFE tendrá que ser desplazado tres posiciones de memoria. La rutina al efecto puede ser la siguiente:

```
Ø8CØ        Ø5FF    LODI,R1
Ø8C2   ┌──→ ØD4AØØ  LODA,I-R1
Ø8C5   │    CD6AØ3  STRA, I/R1
Ø8C8   └─── 5978    BRNR,R1
Ø8CA        1FØØØØ  BCTA, UN
```

Cuando se ejecuta la rutina a partir de la dirección Ø8CØ, todos los bytes de las diversas instrucciones se desplazarán tres posiciones de memoria, una a una y empezando por la posición superior. En la práctica, el ordenador realiza esta labor tan rápidamente que no se apreciará en la pantalla más que un ligero parpadeo. Las únicas modificaciones que quedan por efectuar a mano consisten en actualizar las instrucciones que contienen direcciones absolutas que conciernen a la zona de programa desplazada y las direcciones relativas que afectan a saltos a través del intervalo creado.

¿Qué nos depara el futuro?

En principio, más programas todavía. Disponemos ya de una versión reactualizada de la «guerra espacial» que incluye el calibrado de los sticks y alguna que otra innovación. Tenemos también un programa de «Mastermind» y un juego de «Amazona» (hombre contra máquina). Actualmente, trabajamos en un nuevo generador de números alatorios para un juego de lotería y en un laberinto para helicóptero. En un breve plazo esperamos introducir un nuevo disco ESS o quizás una cassette, en la que figurarán todos estos programas. Tenemos una gran cantidad de nuevas ideas, pero no hay que olvidar que la elaboración de los programas lleva su tiempo.
Como proyecto de ampliación circuital tenemos a nuestra disposición, ya totalmente acabada y puesta a punto, una tarjeta de expansión de memoria. Por lo que a nosotros respecta estamos dispuestos a satisfacer sus deseos. Si están interesados en la tarjeta de expansión de memoria, pónganlo en nuestro conocimiento y así tendremos el argumento suficiente como para tenerla en cuenta y publicarla en nuestras páginas ¡aguardamos sus sugerencias!

Un pequeño programa

Un asiduo lector, el Sr. Saliger, nos ha remitido este pequeño programa para el muestreo automático del sofware existente. Después de proceder a su simplificación les damos el programa resultante. La dirección inicial del programa (o de la sección del programa) que se desea visualizar se carga en la posición de memoria Ø8CØ. Acto seguido se ejecuta el programa propuesto a partir de la posición cuya dirección es Ø8C2. Como resultado empezarán a desfilar a través de la pantalla las sucesivas direcciones e instrucciones respectivas. Es posible detener la visualización y proseguir con ella más adelante manteniendo pulsada la tecla «start» por un instante. Si esta tecla se mantiene pulsada, el desfile de información se producirá a la mitad de la velocidad habitual. Más aún, la velocidad depende del dato cargado en la posición de memoria 1F9C. Cuando se examinan tablas de relativa longitud puede ser interesante modificar la instrucción situada en la posición Ø8FØ, de tal forma que se convierta en Ø6Ø4, Ø6Ø8 ó Ø6ØC. Hay que tener en cuenta que las primeras instrucciones que sigan a una serie de datos pueden ser mal interpretadas.
El retorno al programa monitor se gestiona por medio de la tecla «reset». En este modo de actuación no hay que pulsar la tecla «start», de lo contrario se borraría el programa a partir de la dirección 1F8Ø.

Ø8CØ	ØØØØ	2 bytes de «bloc de notas» para la dirección	
Ø8C2	762Ø	PPSU,II	
Ø8C4	Ø5Ø2	LODI,R1	Dirección inicial de transferencia
Ø8C6	ØD48CØ	LODA,I-R1	
Ø8C9	CD68A4	STRA,I/R1	
Ø8CC	5978	BRNR,R1	
Ø8CE	3FØ2CF	BSTA,UN	Desfile
Ø8D1	3FØ42B	BSTA,UN	Dirección hacia línea M y desfile de información
Ø8D4	Ø7Ø6	LODI,R3	
Ø8D6	CF488A	STRA,I-R3	
Ø8D9	5B7B	BRNR,R3	
Ø8DB	3BF2	BSTR,UN,Ind.(Ø2CF)	
Ø8DD	ØE88A4	LODA,Ind,R2	
Ø8EØ	F6Ø8	TMI,R2	¿Instrucción de 1, 2 ó 3 bytes? Resultado al registro R2 en la forma Ø1, Ø2 ó Ø3.
Ø8E2	18ØC	BCTR	
Ø8E4	F6AØ	TMI,R2	
Ø8E6	18Ø6	BCTR	
Ø8E8	264Ø	EORI,R2	
Ø8EA	F654	TMI,R2	
Ø8EC	18Ø2	BCTR	
Ø8EE	86Ø4	ADDI,R2	
Ø8FØ	46ØC	ANDI,R2	
Ø8F2	52	RRR,R2	
Ø8F3	52	RRR,R2	
Ø8F4	1F1F8Ø	BSTA,UN	
(Ø8F7)			
1F8Ø	87Ø4	ADDI,R3	1, 2 ó 3 bytes de datos al display; incrementar dirección
1F82	ØD88A4	LODA,R1,Ind	
1F85	3FØ354	BSTA,UN	
1F88	3FØ39F	BSTA,UN	
1F8B	FA73	BDRR,R2	
1F8D	3FØ2ØE	BSTA,UN	
1F9Ø	ØC1FCB	LODA,RØ	Esperar VRLE; visualizar 6 líneas
1F93	DØ	RRL,RØ	
1F94	9A7A	BCFR	
1F96	77Ø2	PPSL,COM	
1F98	3FØØ55	BSTA,UN	
1F9B	87Ø4	ADDI,R3	VELOCIDAD
1F9D	5B71	BRNR,R3	
1F9F	12	SPSU	start/stop y 1/2 velocidad con la tecla «start»
1FAØ	ØD1E8B	LODA,R1	
1FA3	454Ø	ANDI,R1	
1FA5	21	EORZ,R1	
1FA6	92	LPSU	
1FA7	B44Ø	TPSU,flag	
1FA9	1865	BCTR	
1FAB	1FØ8CE	BSTA,UN	Recomenzar

Los lectores que deseen utilizar este programa para escrutar el software del monitor, deben tener en cuenta que este último contiene datos en las siguientes posiciones.
ØØØ6 . . . ØØØ9
ØØAD . . . ØØBC
Ø122 . . . Ø13D
Ø177 . . . Ø18Ø
Ø27B . . . Ø2CE
Ø2F5 . . . Ø31C
Ø537 . . . Ø53F

La zona de RAM «bloc de notas» (scratch) empieza en Ø8ØØ. Las direcciones de partida de las principales rutinas son:
- Initiate : ØØ23
- 'Reg' : Ø3BØ
- 'Mem' : Ø4ØC
- 'BK' : Ø4A9 and Ø594/Ø5B2
- 'PC' : Ø5ØE
- 'Wcas' : Ø5E8
- 'Rcas' : Ø758